В. Г. Лугвин

Элементы современной низкочастотной электроники

Массовая радио библиотека

Издательство «Энергия»

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 559

В. Г. ЛУГВИН

ЭЛЕМЕНТЫ СОВРЕМЕННОЙ НИЗКОЧАСТОТНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1964 ЛЕНИНГРАД

УДК 621.3.029,5
Л 83

Приведены практические варианты современного выполнения различных узлов аппаратуры связи и телемеханики.

Рассмотрены принципы работы этих узлов, предъявляемые к ним требования и пути их выполнения, даны рекомендации к практическому расчету.

Значительная часть рассмотренных узлов нашла применение в серийной аппаратуре различного назначения.

Книга рассчитана для самостоятельной деятельности радиолюбителей, знакомых с основами электротехники.

Лугвин Владимир Гаврилович

Элементы современной низкочастотной электроники.

М.—Л., издательство „Энергия", 1964, 88 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 559).

Тематический план 1964 г. № 343.

Редактор *П. А. Попов* Техн. редактор *Т. Н. Царева*

Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в набор 10/IX 1964 г. Подписано к печати 29/X 1964 г.
Т-13396 Бумага 84×108 1/32 Печ. л. 4,51 Уч.-изд. л. 6,09
Тираж 40 000 экз. Цена 24 коп. Зак. 1533

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Государственного комитета Совета Министров СССР по печати.
Шлюзовая наб., 10.

ВВЕДЕНИЕ

Подчиняясь общим законам развития техники, прикладная электроника, и, в частности, низкочастотная, претерпела за последнее десятилетие значительные изменения. Эти изменения слабо коснулись фундаментальных теоретических основ, но коренным образом отразились на конкретных формах их реализации.

Непосредственными стимулами совершенствования электроники были, с одной стороны, возросшие требования народного хозяйства, с другой—совершенствование «строительного материала», тех основных «кирпичей», из которых прикладная электроника формирует свою продукцию.

К числу обстоятельств, позволивших более или менее успешно удовлетворить жестким требованиям, предъявляемым к современной аппаратуре, следует отнести:

разработку и промышленное освоение принципиально новых по сравнению с электронными лампами активных элементов — транзисторов;

освоение производства малогабаритных и высоконадежных пассивных элементов электронных схем: сопротивлений, конденсаторов, ферромагнитных сердечников, обмоточного провода с изоляцией повышенной механической прочности;

разработку прогрессивной технологии монтажа и сборки электронной аппаратуры;

применение эффективных методов производственного контроля основных параметров технологических полуфабрикатов и изготовленных изделий.

Выполненная на новых элементах современная электронная аппаратура компактна, экономична и обладает высокой функциональной содержательностью, отнесенной к единице объема; современные технологические методы производства обеспечивают массовость выпуска аппаратуры при относительно низкой ее стоимости и высокой эксплуатационной надежности.

Повышению надежности и долговечности аппаратуры способствует также тщательная отработка электрических схем, направленная на облегчение режимов работы всех ее элементов и деталей. В этом отношении транзисторы как активные элементы схем обладают неоспоримым преимуществом перед электронными лампами.

Если совершенное ламповое электронное устройство представляет собой своеобразный итог борьбы за жесткую экономию коли-

чества примененных в нем активных элементов, то в транзисторной аппаратуре этот фактор отодвигается на второй план.

Будучи сами по себе более долговечными приборами, транзисторы в то же время относительно дешевы, экономичны и малогабаритны; это обстоятельство снимает жесткие ограничения в отношении количества активных элементов, используемых в транзисторной аппаратуре.

Небезынтересно рассмотреть, какой ценой достигается экономия количества электронных ламп. Стремление обеспечить, например, высокие технические показатели радиовещательного приемника с ограниченным числом ламп приводит, во-первых, к необходимости установки усилительных каскадов в режимы, близкие к порогу устойчивого усиления; во-вторых, мощный каскад усилителя низкой частоты эксплуатируется, как правило, в режиме, близком к предельно допустимому с точки зрения рассеиваемой на аноде мощности. Кроме того, практикуется многократное использование ламп одновременно в нескольких целях (рефлексные схемы).

Нет сомнения в том, что все это не способствует повышению надежности и долговечности аппаратуры.

При построении транзисторной аппаратуры появляется возможность четкого разграничения функций каждого активного элемента, обеспечения легкого режима работы транзисторов путем некоторого увеличения их общего количества при незначительных дополнительных затратах.

При этом, несмотря на увеличение числа деталей в аппаратуре, ее надежность и долговечность повышаются.

Это обстоятельство наложило отпечаток на логическую структуру современной транзисторной аппаратуры. В последней по сравнению с аналогичной ей по назначению ламповой аппаратурой заметно большее удельное содержание активных элементов.

Специфическая особенность транзисторной аппаратуры заключается также в явном предпочтении, отдаваемом трансформаторному способу межкаскадного согласования, и широкому использованию двухтактных схем. Эти особенности найдут отражение в рассмотренных в настоящей книге узлах и конструкциях современной низкочастотной электроники.

Глава первая
УСИЛИТЕЛИ, ОГРАНИЧИТЕЛИ, ГЕНЕРАТОРЫ

1. Специфические особенности транзисторных усилителей

В настоящем разделе будут рассмотрены лишь наиболее характерные особенности транзисторных усилителей, поскольку они имеют непосредственное отношение к содержанию последующих разделов.

Если в усилительном каскаде на электронной лампе при работе без сеточных потоков основным потребителем мощности, развиваемой источником усиливаемого сигнала, служит высокоомное сопротивление утечки управляющей сетки, то в случае транзисторного усилителя определенная мощность потребляется непосредственно входной цепью транзистора. Входное сопротивление транзистор-

ных усилительных каскадов обычно весьма невелико и колеблется в пределах от единиц ом до единиц килоом — в зависимости от типа транзистора и схемы его включения.

На рис. 1 изображены три возможные схемы включения транзистора (по переменному току). Входные сопротивления изображенных вариантов схем определяются следующими ориентировочными соотношениями:

$$R_{вх} \approx r_э + r_б(1 - \alpha) \text{ — для схемы с общей базой;} \quad (1)$$

$$R_{вх} \approx r_б + \frac{r_э}{1 - \alpha} \text{ — для схемы с общим эмиттером;} \quad (2)$$

$$R_{вх} \approx r_б + \frac{r_э + R_н}{1 - \alpha} \text{ — для схемы с общим коллектором,} \quad (3)$$

где $r_б$ и $r_э$ — сопротивления соответственно базы и эмиттерного перехода, а α — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой в режиме короткого замыкания.

Схема с общей базой имеет наименьшее из всех возможных вариантов входное сопротивление (от десятых долей ома до единиц ом), в зависимости от типа применяемого транзистора и режима его работы. Характерная особенность этой схемы заключается также в отсутствии усиления по току (коэффициент усиления по току α меньше единицы). Коэффициент усиления этой схемы по мощности сравнительно невелик. Вследствие этих свойств схема с общей базой в низкочастотной электронике применяется относительно редко, главным образом в тех случаях, когда необходимо получить высокую стабильность коэффициента усиления и малый коэффициент нелинейных искажений. Иногда ее применение оправдывается еще и тем, что транзисторы в схеме с общей базой допускают воздействие повышенного по сравнению с другими вариантами коллекторного напряжения.

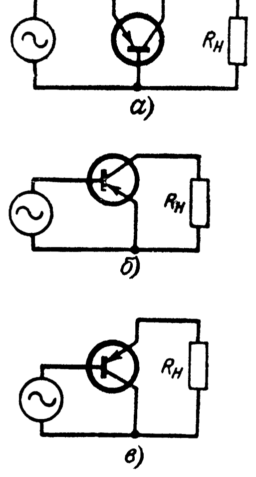


Рис. 1. Варианты схем включения транзисторов.

а — с общей базой; *б* — с общим эмиттером: *в* — с общим коллектором.

В связи с отсутствием усиления по току применение реостатно-емкостной связи между каскадами, выполненными по схеме с общей базой, бессмысленно; в этом случае необходима трансформаторная межкаскадная связь.

Входное сопротивление схемы с общим эмиттером в 10—100 раз выше входного сопротивления ранее рассмотренной схемы (при одном и том же транзисторе). Кроме того, величина входного сопротивления усилителя, выполненного по схеме с общим эмиттером, может быть искусственно увеличена путем включения в разрыв эмиттерной цепи дополнительного сопротивления, осуществляющего отрицательную обратную связь. При этом коэффициент усиления каскада уменьшится, однако при этом возрастает стабильность параметров каскада и уменьшаются нелинейные искажения.

Коэффициент усиления по току каскада с общим эмиттером при малых (сотни ом) сопротивлениях нагрузки

$$\beta \approx \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

и у отдельных экземпляров маломощных транзисторов превышает 100.

Коэффициент усиления по напряжению равен произведению коэффициента усиления по току на отношение нагрузочного сопротивления ко входному. Для каскада, выполненного по схеме с общим эмиттером,

$$K_U \approx \beta \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх}}}.$$

Схема усилителя с общим эмиттером по сравнению с другими вариантами обладает наибольшими коэффициентами усиления по напряжению и по мощности, в связи с чем и находит наибольшее применение. Благодаря значительному усилению по току возможно применение реостатно-емкостной связи между каскадами.

Схема усилителя с общим коллектором представляет собой своеобразный преобразователь сопротивлений, обладающий, в отличие от обычных трансформаторов, некоторым усилением по мощности.

Входное сопротивление такой схемы определяется главным образом величиной нагрузочного сопротивления:

$$R_{\text{вх}} \approx r_{\text{б}} + \frac{r_{\text{э}} + R_{\text{н}}}{1-\alpha};$$

выходное сопротивление невелико — несколько превышает сопротивление эмиттерного перехода. Этими свойствами и определяется назначение схемы.

Коэффициент усиления по току схемы с общим коллектором

$$K_I \approx (\beta + 1).$$

Коэффициент усиления по мощности имеет такую же величину; коэффициент усиления по напряжению меньше единицы.

Характерное свойство транзистора состоит в том, что при равенстве потенциалов его управляющих электродов (базы и эмиттера) он находится в запертом состоянии. Это обстоятельство упрощает реализацию схем, работающих в режиме В, но вынуждает к принятию специальных мер для работы в режиме А. Действительно, в соответствии с основным уравнением транзистора

$$I_{\text{к}} = I_{\text{к0}} + \alpha I_{\text{э}} = I_{\text{к0}} + \frac{\alpha I_{\text{б}}}{1-\alpha} \qquad (4)$$

каждой разумно заданной величине тока коллектора должны однозначно соответствовать определенные величины тока базы и эмиттера. По этой причине при проектировании транзисторного усилителя любого типа, имеющего коллекторный ток покоя, отличный от $I_{\text{к0}}$, следует позаботиться о создании некоторой разности потенциалов между базой и эмиттером, определяющей заданную величину тока коллектора.

Однако эту задачу следует рассматривать как часть более общей задачи: получение заданного режима транзистора по постоян-

ному току и поддержание его неизменным в рабочем интервале температур. Последнее связано с наличием неуправляемого тока коллектора $I_{к0}$, который существенно меняет свою величину при изменении температуры коллекторного перехода.

2. Варианты схем температурной стабилизации режима транзистора

Абсолютное значение тока $I_{к0}$ при комнатной температуре перехода невелико и составляет единицы микроампер у маломощных транзисторов и десятки — у мощных. Нужно помнить, что никакие схемные ухищрения не могут изменить ни обратный ток коллектора, ни его температурную зависимость. Единственной целью температурной стабилизации режима является уменьшение косвенного влияния тока $I_{к0}$ на полный ток коллектора транзистора.

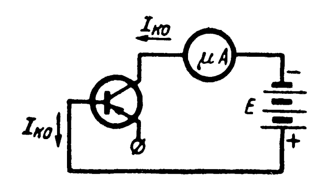


Рис. 2. Схема измерения обратного тока коллектора.

Обратный ток коллектора $I_{к0}$ в чистом виде проявляется и может быть измерен лишь в схеме, изображенной на рис. 2. Физически он представляет собой ток полупроводникового *n-p* перехода, обладающего вентильными свойствами, при подведении к последнему напряжения в запирающем направлении. Увеличение этого тока при повышении температуры перехода характеризуется формулой

$$I_{к0t} = I_{к0н} 2^{\frac{\Delta t}{10^\circ C}},$$

что соответствует увеличению тока вдвое при повышении температуры на каждые 10° С; в этой формуле:

$I_{к0н}$ — обратный ток коллектора при нормальной температуре перехода, т. е. при 20° С;

$I_{к0t}$ — обратный ток коллектора при данной температуре;

Δt — разность между данной и нормальной температурой.

Таким образом, если нормальной температуре $t_н = 20^\circ$ С соответствует обратный ток коллектора $I_{к0н} = 5$ *мка*, то при температуре $t = 50^\circ$ С он достигнет величины

$$I_{к0t} = I_{к0н} 2^{\frac{50-20}{10}} = 40 \text{ мка}.$$

Приращение тока $I_{к0}$ составляет в рассмотренном примере 35 *мка*, что представляется незначительной величиной по сравнению с обычными значениями коллекторных токов маломощных транзисторов (1—10 *ма*). В действительности дело обстоит сложнее.

Из основного уравнения транзистора (4) следует, что схема с оборванной цепью эмиттера ($I_э = 0$) неуправляема и, следовательно, не может выполнять функции усилительного элемента. Так или иначе, эмиттер транзистора должен быть соединен с источником коллекторного питания, например, в соответствии со схемой на рис. 3.

Несмотря на то, что таким способом режим транзистора по постоянному току устанавливают крайне редко, рассмотрение его полезно в методическом отношении. Заданную величину коллекторного тока покоя устанавливают в схеме на рис. 3 с помощью сопротивления смещения $R_б$. При этом в базовой цепи через точку *1* течет ток

$$I_б = \frac{E - U_{б\text{-}э}}{R_б}.$$

Так как ток эмиттера равен сумме токов коллектора и базы:

$$I_э = I_к + I_б,$$

то в соответствии с основным уравнением транзистора (4) полный ток коллектора транзистора равен:

$$I_к = \beta I_б + (\beta + 1) I_{к0} \qquad (5)$$

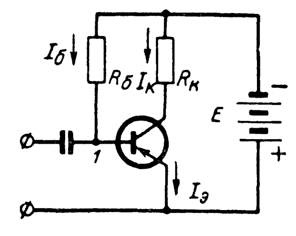


Рис. 3. Простейшая схема установления режима транзистора по постоянному току.

Из уравнения (5) следует, что:

1. Для каждого экземпляра транзистора при заданном коллекторном токе необходимо подбирать соответствующую величину сопротивления смещения $R_б$, так как разброс величин коэффициента усиления β весьма велик.

2) Составляющая коллекторного тока, обусловленная наличием тока $I_{к0}$, входит в уравнение полного тока, будучи умноженной на коэффициент $(\beta+1)$. Соответственно температурное приращение коллекторного тока оказывается также в $(\beta+1)$ раз больше температурного приращения тока $I_{к0}$.

Возвращаясь к ранее приведенному примеру, можно обнаружить, что в схеме на рис. 3 при перепаде температур $\Delta t = +30^\circ$ С полный ток коллектора транзистора при $\beta = 99$ изменится на $\Delta I_к = (\beta+1)\Delta I_{к0} = 100 \cdot 35$ *мка* $= 3{,}5$ *ма*. С таким изменением тока приходится считаться.

Причина большого различия свойств схем, изображенных на рис. 2 и рис. 3, заключается в том, что единственный путь тока $I_{к0}$ к положительному зажиму источника питания в схеме на рис. 3 лежит через эмиттерный переход транзистора в направлении его пропускания, благодаря чему величина этого тока и его приращение соответствующим образом приумножаются в полном соответствии с усилительной способностью транзистора.

Исходя из этих соображений, при разработке транзисторных схем следует стремиться к обеспечению пути обратного тока коллектора от базы транзистора к положительному (для транзисторов с проводимостью типа *p-n-p*) полюсу источника коллекторного питания, минуя по возможности путь, пролегающий через эмиттерный переход. Для этой цели следует, во-первых, уменьшать сопротивление постоянному току цепи, соединяющей базу транзистора непосредственно с положительным полюсом источника питания каскада (в схеме на рис. 3 сопротивление этой цепи равно бесконечности, а в схеме на рис. 2 — нулю), во-вторых, следует увеличивать со-

противление постоянному току цепи, соединяющей эмиттер транзистора с этим же полюсом батареи (в схеме на рис. 3 сопротивление цепи эмиттер-батарея равно нулю, а в схеме на рис. 2 — бесконечности).

С точки зрения требований высокой температурной стабильности каскада две сравниваемые схемы можно назвать антиподами. Одна из них (рис. 2) полностью удовлетворяет поставленным условиям и

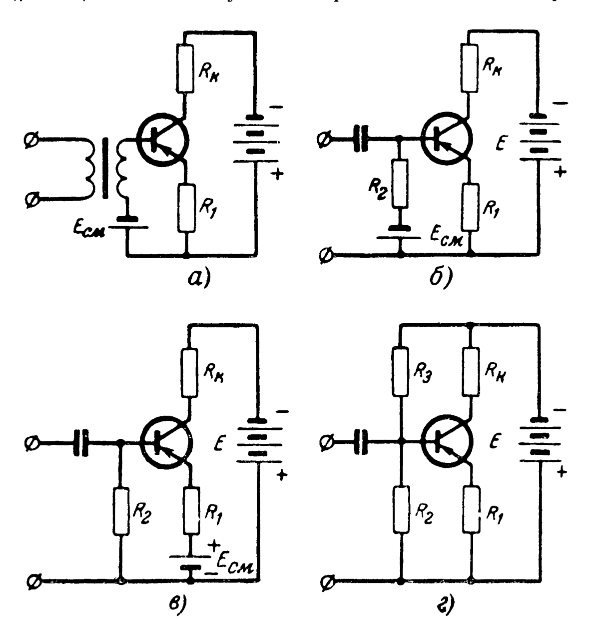


Рис. 4. Варианты схем температурной стабилизации режима транзисторов по постоянному току.

а, б, в — с отдельным источником смещения; *г* — с реостатным делителем в цепи базы.

наилучшая с точки зрения стабильности коллекторного тока, другая (рис. 3), наоборот, наихудшая.

На практике, как правило, используются промежуточные варианты приведенных схем. Некоторые из них показаны на рис. 4.

Схемы на рис. 4,*а*, *б* и *в* идентичны с расчетной точки зрения и отличаются главным образом способом их практической реализации. Для всех них характерно наличие специального источника смещения. Поэтому в дальнейшем изложении ссылки будут производиться только на схему, изображенную на рис. 4,*б*. Схема на рис. 4,*г* отличается от предыдущих единственным источником питания. Благодаря этому ей обычно отдается предпочтение.

Ниже приводится предложенная автором методика расчета элементов рассматриваемых схем по величине относительной нестабиль-

ности полного тока коллектора Δ в интервале температур:

$$\Delta = \frac{I_{\text{к}t} - I_{\text{к}}}{I_{\text{к}}},$$

где $I_{\text{к}t}$ — полный ток коллектора при максимальной эксплуатационной температуре $t_{\text{макс}}$;

$I_{\text{к}}$ — полный ток коллектора при нормальной температуре.

В формулах приняты следующие обозначения:

Δ — относительная нестабильность полного тока коллектора в заданном интервале температур;

Δt — максимальный перепад температур (в сторону повышения от нормальной);

$I_{\text{кон}}$ — максимальная величина обратного тока коллектора при нормальной температуре у выбранного типа транзистора, указываемая в электрических данных транзистора;

α — коэффициент усиления транзистора по току;

E — напряжение источника питания (для схемы на рис. 4,*в* под величиной E следует подразумевать сумму изображенных на схеме напряжений E и E, *см*);

$I_{\text{к}}$ — полный ток коллектора при нормальной температуре.

Надлежит определить:

для схемы на рис. 4,*г* величины сопротивлений R_1, R_2 и R_3;

для схем на рис. 4,*а*, *б* и *в* — величины сопротивлений R_1 и R_2 и напряжение смещения $E_{\text{см}}$, если $\Delta = 0{,}15$, $\Delta t = 40°$ C, $I_{\text{кон}} = 15$ *мка*, $\alpha = 0{,}95$, $E = 12$ *в*, $I_{\text{к}} = 8$ *ма*.

В каждой схеме одну из определяемых величин можно выбирать произвольно.

Расчет ведется в следующем порядке.

1. Вычисляют промежуточный коэффициент A, имеющий размерность тока, по формуле

$$A = \frac{I_{\text{к}}\left(2^{\frac{\Delta t}{10°\,\text{C}}} - 1 - \Delta\right)}{\frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{кон}}}\Delta - 2^{\frac{\Delta t}{10°\,\text{C}}} + 1} = \frac{8\cdot 10^{-3}(2^4 - 1 - 0{,}15)}{\frac{8\cdot 10^{-3}}{15\cdot 10^{-6}}\cdot 0{,}15 - 2^4 + 1} = 1{,}85\ \textit{ма}.$$

2. Определяют величину сопротивления R_3 для схемы на рис. 4,*г*:

$$R_3 = \frac{E}{A} = \frac{12}{1{,}85\cdot 10^{-3}} = 6{,}5\ \textit{ком}.$$

Для схемы на рис. 4,*б* определяют величину сопротивления R_2, задавшись напряжением смещения, или наоборот:

$$R_2 = \frac{E_{\text{см}}}{A} = \frac{1{,}5}{1{,}85\cdot 10^{-3}} = 0{,}8\ \textit{ком}.$$

3. Задавшись величиной одного из неизвестных в схеме на рис. 4,*г* сопротивлений, например $R_1 = 500$ *ом*, рассчитывают второе:

$$R_2 = \frac{R_3 R_1}{\dfrac{\alpha E \Delta}{\left(2^{\frac{\Delta t}{10^\circ C}} - 1 - \Delta\right) I_{\text{кон}}} - R_3 - R_1} = \frac{0,5 \cdot 6,5}{\dfrac{0,95 \cdot 12 \cdot 0,15}{(2^4 - 1 - 0,15) \cdot 0,015} - 6,5 - 0,5} = 5 \text{ ком}.$$

Для схемы на рис. 4,*б* определяют величину сопротивления R_1:

$$R_1 = \frac{\alpha E_{\text{см}} \Delta}{I_{\text{кон}} \left(2^{\frac{\Delta t}{10^\circ C}} - 1 - \Delta\right)} - R_2 = \frac{0,95 \cdot 1,5 \cdot 0,15}{0,015 (2^4 - 1 - 0,15)} - 0,8 = 0,15 \text{ ком}.$$

Выполненные в соответствии с результатами расчета схемы будут иметь величину коллекторного тока транзистора, с достаточной степенью точности равную 8 *ма*. При нагревании же транзистора до 60° С относительное приращение тока не будет превышать заданной величины (15%). Следует отметить, что приведенные формулы не учитывают собственных сопротивлений транзистора.

Рассмотренный выше параметрический способ стабилизации режима транзисторов находит преимущественное применение в электронной аппаратуре благодаря его простоте. Однако он обладает и рядом недостатков, к числу которых следует отнести:

дополнительную затрату энергии источников питания, которая оказывается тем больше, чем выше требуемая стабильность режима;

уменьшение эффективного рабочего напряжения питания каскада вследствие падения напряжения на сопротивлении R_1;

ухудшение частотной характеристики каскада в области нижних частот при шунтировании сопротивления R_1 емкостью либо уменьшение усиления каскада, если это сопротивление не шунтировано;

уменьшение входного сопротивления каскада, вызываемое наличием сопротивления R_2.

Некоторые из этих недостатков отсутствуют вообще либо проявляются в меньшей степени при других способах температурной стабилизации режима транзисторов, в частности, при использовании для стабилизации температурозависимых компенсационных элементов.

К числу последних относятся термосопротивления ММТ, полупроводниковые диоды, меняющие прямое и обратное сопротивления при изменении температуры, и, наконец, сами транзисторы. Все перечисленные элементы обладают отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (величина сопротивления уменьшается с повышением температуры), поэтому в схемах стабилизации режима их включают между базой стабилизируемого транзистора и по-

ложительным (для p-n-p типа проводимости) полюсом источника питания.

На рис. 5 изображена схема двухтактного усилителя низкой частоты, работающего в режиме АВ. Элементами температурной

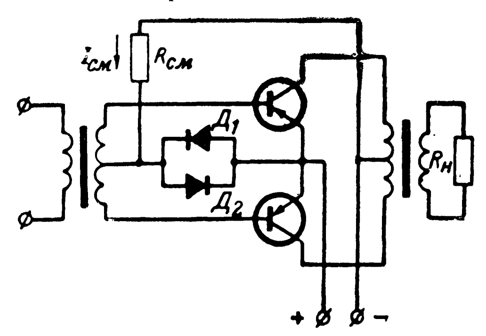


Рис. 5. Схема температурной стабилизации режима транзисторов с помощью германиевых диодов.

стабилизации режима в этой схеме служат два германиевых диода, включенных встречно-параллельно.

Диод $Д_1$ стабилизирует рабочую точку каскада в режиме покоя. Прямое сопротивление этого диода вместе с сопротивлением смещения $R_{см}$ образует делитель в цепи баз транзисторов. С ростом температуры прямое сопротивление диода уменьшается. При этом уменьшается разность потенциалов между базой и эмиттером каждого транзистора, компенсируя тем самым предполагаемый прирост коллекторных токов. Диод $Д_2$ служит для замыкания цепи базовых токов при амплитудах напряжения возбуждения, превышающих величину смещения в режиме покоя.

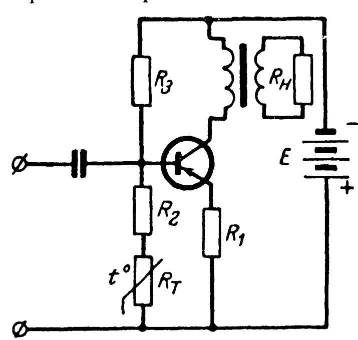


Рис. 6. Схема температурной стабилизации режима транзисторов с помощью термосопротивления.

Рассмотренная схема стабилизации режима транзисторов экономична, но обладает заметной нелинейностью амплитудной характеристики (повышенным коэффициентом нелинейных искажений).

Применение термосопротивлений для стабилизации режима транзисторов встречается относительно редко из-за технологической сложности подбора пар транзистор-термосопротивление по согласованности их температурных характеристик.

Один из возможных вариантов схемы стабилизации режима транзисторов при помощи термосопротивления показан на рис. 6.

В этой схеме ток делителя напряжения смещения может быть выбран значительно меньшим, чем в схеме на рис. 4,*г*, при равной стабильности режимов обеих схем в области положительных приращений температуры. По этой причине ее входное сопротивление при прочих равных условиях имеет бо́льшую величину, чем у схемы на рис. 4,*г*.

Расчет элементов схемы на рис. 6 можно осуществить, исходя из следующих соображений.

При заданной величине коллекторного тока транзистора и выбранном значении сопротивления R_1 падение напряжения на этом сопротивлении U_{R1} должно иметь величину

$$U_{R1} \approx I_э R_1 = (\beta + 1)(I_б + I_{к0}). \qquad (6)$$

Если при повышении температуры ток эмиттера не изменится, то и величина U_{R1} останется той же самой при некоторой максимальной положительной температуре $t_{макс}$. Поскольку при температуре $t_{макс}$ будет иметь место приращение тока $I_{к0}$:

$$\Delta I_{к0} = I_{кон}\left(2^{\frac{\Delta t}{10}} - 1\right),$$

то для сохранения прежней величины эмиттерного тока ток базы нужно в соответствии с уравнением (6) уменьшить на такую же величину. При этом ток через сопротивления R_2 и $R_Т$ соответственно увеличивается на велиину $\Delta I_{к0}$, а потенциал базы транзистора относительно положительного полюса источника питания уменьшается на величину

$$\Delta U_б = \Delta I_{к0}(r_б + r_э),$$

где $r_б$ и $r_э$ — сопротивления базы и эмиттерного перехода транзистора в рабочей точке.

Таким образом, уменьшение суммы сопротивлений R_2 и $R_Т$ должно быть таким, чтобы выполнялось условие

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\dfrac{\Delta U_б}{U_б} - \dfrac{\Delta I_к}{I_д}}{1 + \dfrac{\Delta I_к}{I_д}},$$

где $I_д$ — ток, протекающий через сопротивления R_2, $R_Т$.

В качестве иллюстрации порядка расчета допустим, что $E = 12$ *в*; $\beta = 100$; $I_э = 5$ *ма*; $r_б + r_э = 500$ *ом*; $I_{кон} = 5$ *мка*; $\Delta t = \pm 30°$ C; $R_1 = 200$ *ом*; тогда $U_{R1} = I_э R_1 = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 200 = 1$ *в*;

$$U_б = U_{R_1} + \frac{I_э}{\beta + 1}(r_б + r_э) = 1 + \frac{1 \cdot 10^{-3}}{100 + 1} 500 = 1{,}05 \text{ в};$$

$$\Delta I_{к0} = I_{кон}\left(2^{\frac{\Delta t}{10° C}} - 1\right) = 5 \cdot 10^{-6} \cdot (2^3 - 1) = 35 \text{ мка};$$

$$\Delta U_б = \Delta I_{к0}(r_б + r_э) = 35 \cdot 10^{-6} \cdot 500 = 0{,}0175 \text{ в}.$$

Задаемся величиной тока в сопротивлениях R_2 и $R_Т$:

$$I_д = 100 \text{ мка}.$$

При этом суммарная величина сопротивлений R_2 и $R_Т$ должна быть равна:

$$R_2 + R_Т = \frac{U_б}{I_Д} = \frac{1,05}{100 \cdot 10^{-6}} = 10,5 \textit{ ком}.$$

Относительное изменение величин этих сопротивлений при повышении температуры на $+30°$ С должно составлять:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\frac{\Delta U_б}{U_б} + \frac{\Delta I_{к0}}{I_д}}{1 + \frac{\Delta I_{к0}}{I_д}} = \frac{\frac{0,0175}{1,05} + \frac{35 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-6}}}{1 + \frac{35 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-6}}} = 0,26.$$

Исходя из этих данных, можно определить величины сопротивлений R_2, R_3 и $R_Т$:

$$R_3 = \frac{E - U_б}{I_д + \frac{I_э}{\beta + 1}} = \frac{12 - 1,05}{100 \cdot 10^{-6} + \frac{5 \cdot 10^{-3}}{100 + 1}} = 72 \textit{ ком};$$

$$\Delta R = (R_2 + R_Т)\frac{\Delta R}{R} = 10,5 \cdot 10^3 \cdot 0,26 = 2,7 \textit{ ком};$$

$$R_Т = \frac{\Delta R}{1 - \frac{100T}{B\Delta t}} = \frac{2,7 \cdot 10^3}{1 - \frac{100 \cdot 323}{2\,700 \cdot 30}} = 4,5 \textit{ ком}.$$

В последнем соотношении B — безразмерный коэффициент, характеризующий среднюю крутизну термосопротивления в интервале температур. У сопротивлений ММТ-1, ММТ-4, ММТ-5 и ММТ-6 коэффициент B имеет ориентировочное значение 2 700, у КМТ-1 и КМТ-4 — 4 400; T — максимальная положительная температура, при которой осуществляется стабилизация режима рассчитываемого каскада, отсчитанная по абсолютной шкале температур (шкале Кельвина). Сопротивление

$$R_2 = (R_2 + R_Т) - R_Т = 10,5 - 4,5 = 6 \textit{ ком}.$$

Рассмотренная схема обладает одним серьезным недостатком, а именно: она более или менее удовлетворительно сохраняет постоянство тока при повышении температуры, но теряет стабильность в интервале температур ниже нормальной.

Объясняется это тем, что величина термосопротивления изменяется как при повышении, так и при понижении температуры по сравнению с нормальной, тогда как обратный ток коллектора заметно изменяется только в области температур, превышающих нормальную.

Некоторый интерес представляет схема стабилизации режима транзистора, в которой для этой цели использована непосредственная гальваническая связь базы стабилизируемого транзистора с коллектором предшествующего (рис. 7). Принцип стабилизации режима мощного оконечного каскада основан на том, что температурное увеличение коллекторного тока слабо стабилизированного предыдущего транзистора уменьшает потенциал базы мощного транзистора.

Положительное свойство схемы состоит в отсутствии разделительного конденсатора, ухудшающего частотную характеристику. К ее недостаткам следует отнести малый коэффициент усиления предварительного каскада, обусловленный низким напряжением пи-

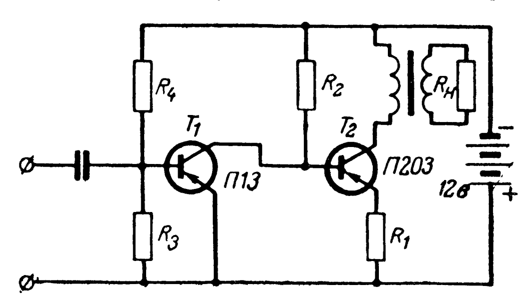


Рис. 7. Схема температурной стабилизации режима мощного транзистора с гальванической связью между каскадами.

тания транзистора T_1 и малым сопротивлением нагрузки, узкий динамический диапазон усиливаемого сигнала и технологическую сложность производственного изготовления, требующего специальной предварительной отбраковки транзисторов, так как полная температурная стабилизация тока мощного транзистора осуществляется в рассматриваемой схеме лишь при выполнении условия

$$\beta_1 I_{к01} = I_{к02}$$

3. Резонансные усилители

Резонансные усилители предназначаются, как правило, для усиления относительно узкой полосы частот. Сигнал поступает на вход усилителя либо в чистом виде, либо вместе с высшими гармоническими составляющими, которые в процессе усиления должны быть максимально подавлены. Последнее обстоятельство налагает определенные условия на свойства избирательного элемента, входящего в состав резонансного усилителя, по крайней мере в отношении его полосы пропускания и стабильности рабочей частоты.

По конструктивным соображениям в катушках индуктивности низкочастотных колебательных контуров применяют сердечники из ферромагнитного материала. Применение таких сердечников резко уменьшает габариты катушек при сохранении их добротности, но ухудшает температурную стабильность параметров.

Надо отметить, что на фоне общего качественного совершенствования элементов электроники заметного сдвига в направлении улучшения характеристик ферромагнитных материалов за последние два десятилетия не наблюдается. Разработка ферритов не решила проблемы из-за ряда свойств, ограничивающих возможности применения ферритовых сердечников в избирательных системах.

Примером промышленного использования ферритовых сердечников служит транзисторная аппаратура тонального телеграфирования

ТТ-17п, в которой на броневых ферритовых сердечниках ОБ-30 выполнены катушки индуктивности полосовых разделительных фильтров. Обстоятельством, позволившим применить там эти сердечники, является весьма низкий уровень развиваемого на фильтровых катушках переменного напряжения. Тем не менее опыт производства и эксплуатации таких фильтров вскрыл ряд их недостатков. Список ферромагнитных материалов, применяемых при проектировании низкочастотных резонансных систем, ограничивается тремя наименованиями: трансформаторная сталь, ферриты и альсиферы.

К положительным свойствам трансформаторной стали как материала средечника резонансной системы относятся:

довольно высокая относительная начальная магнитная проницаемость ($\mu_н = 400$—500),

высокая индукция насыщения ($B_{нас} = 1 \cdot 10^4$—$1{,}5 \cdot 10^4$ *тл*).

Недостатки трансформаторной стали: зависимость магнитной проницаемости от уровней постоянного и переменного магнитных полей в сердечнике, проявляющаяся в нестабильности резонансной частоты контура, большие потери, возрастающие с повышением частоты сигнала и ухудшающие добротность катушки.

Ряд ферритовых материалов имеет еще бо́льшую начальную магнитную проницаемость, чем сталь. Однако индукция насыщения у них значительно ниже, чем у стали. Серьезные недостатки ферритов — весьма низкая стабильность величины магнитной проницаемости (проницаемость зависит от уровня поля внутри сердечника и от температуры окружающей среды), а также большой коэффициент потерь на гистерезис, резко ухудшающий добротность катушки при повышении уровня переменного магнитного поля.

Потери в ферритах слабо зависят от частоты сигнала.

Наиболее пригодный материал для сердечников катушек индуктивности низкочастотных избирательных систем представляет собой альсифер.

Обладая относительно невысоким значением магнитной проницаемости ($\mu = 20$—60), альсифер достаточно хорошо сохраняет ее в интервале температур и уровней магнитных полей. Различного характера потери в альсиферовых сердечниках значительно ниже, чем у ранее рассмотренных материалов. Правда, потери на вихревые токи у альсифера выше, чем у ферритов, но удельный вес их в звуковом диапазоне частот ничтожен по сравнению с другими видами потерь.

Следует отметить, что большинство перечисленных недостатков стали и ферритов ослабляется при введении воздушного зазора в цепь магнитопровода сердечника, причем улучшение характеристик сердечников находится в прямой зависимости от величины зазора. Однако наличие зазора лишает названные материалы их основного достоинства — высокой результирующей магнитной проницаемости, приближая их по этому показателю к альсиферу.

Подводя итог сравнению магнитных материалов, можно разграничить сферы их применения следующим образом.

Для низкочастотных колебательных контуров с резонансной частотой выше 300—400 *гц* при высоких требованиях к стабильности частоты $\left(\frac{\Delta f}{f} \leqslant 10^{-4} \frac{1}{°C}\right)$ и относительно больших уровнях магнитных

полей внутри сердечника целесообразно применять альсифер. На более низких частотах следует обращаться к трансформаторной стали, принимая возможные меры по улучшению стабильности результирующей магнитной проницаемости.

В условиях малых уровней сигналов и при не слишком жестких требованиях к стабильности резонансной частоты допустимо использование ферритов во всем диапазоне низких частот.

После выбора типа материала для сердечника катушки индуктивности проектируемого резонансного усилителя нужно решить следующие вопросы:

какой типоразмер сердечника удовлетворяет заданным требованиям по добротности контура и по мощности развиваемого на контуре сигнала;

каково наилучшее соотношение величин емкости и индуктивности контура при заданной резонансной частоте;

способ согласования контура с транзистором и нагрузкой;

намоточные данные катушки индуктивности;

режим транзистора.

В зависимости от конкретных требований к резонансному усилителю последовательность и способы решения перечисленных вопросов могут меняться. Рассмотрим пример расчета.

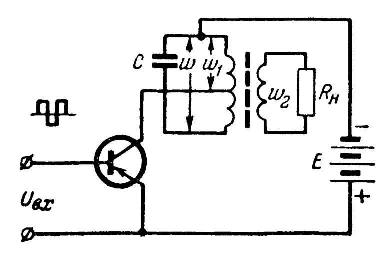


Рис. 8. Резонансный усилитель мощности.

Требуется усилить по мощности до величины порядка 100 *мвт* сигнал, представляющий последовательность прямоугольных импульсов со скважностью $\xi=1$ (результат двухстороннего ограничения синусоидального напряжения), следующих с постоянной частотой $f=3\,000$ *гц*. Одновременно с усилением сигнала должно осуществляться выделение его основной гармонической составляющей при максимальном подавлении высших гармоник. Нагрузкой усилителя служит активное сопротивление $R_н=1$ *ком*. В качестве избирательной системы предполагается использовать одиночный колебательный *LC*-контур минимальных габаритов; активный элемент — транзистор. Напряжение источника питания $E=12$ *в*. Мощность входного сигнала достаточно велика и позволяет ограничиться одним каскадом усиления, изображенным на рис. 8.

Требуется выбрать тип транзистора, определить величины элементов контура, тип сердечника и намоточные данные катушки.

1. Приступая к решению подобных задач, в первую очередь следует ориентировочно выбрать наиболее подходящий к конкретным условиям тип сердечника катушки индуктивности. Однако в результате расчета может оказаться, что этот тип сердечника не будет оптимальным. Поэтому окончательный выбор сердечника производится после полного завершения расчета, когда будут найдены все параметры контура.

В рассматриваемом случае следует ориентироваться на альсиферовые сердечники ВЧК-22, ВЧ-30, ТЧК-50 или ТЧ-60. Параметры этих сердечников приведены в табл. 1 и 2. Основанием к такому выбору служит, во-первых, необходимость получения довольно высо-

Таблица 1

Марка материала	Начальная магнитная проницаемость $\mu_н$	Температурная стабильность β (ТКμ)	Коэффициент потерь на гистерезис $\delta_г$, *м/ав*	Коэффициент потерь на вихревые токи $\delta_в$, *сек*	Коэффициент потерь на последействие, $\delta_п$
ТЧ-60	55—60	$-4\cdot10^{-4}$	$6\cdot10^{-5}$	$(250-500)\cdot10^{-9}$	$2\cdot10^{-3}$
ТЧК-55	50—60	$(-1,5-+0,5)\ 10^{-4}$	$6\cdot10^{-5}$	$(250-500)\cdot10^{-9}$	$1,7\cdot10^{-3}$
ВЧ-32	30—34	$-2,5\cdot10^{-4}$	$2,5\cdot10^{-5}$	$(60-80)\cdot10^{-9}$	$1\cdot10^{-3}$
ВЧ-22	20—24	$-2\cdot10^{-4}$	$1,2\cdot10^{-5}$	$(10-12)\cdot10^{-9}$	$1,2\cdot10^{-3}$
ВЧК-22	20—24	$(-0,5-+0,5)\ 10^{-4}$	$1,2\cdot10^{-5}$	$(10-12)\cdot10^{-9}$	$1,2\cdot10^{-3}$

кой добротности для достаточного подавления высших гармоник усиливаемого сигнала и, во-вторых, относительно высокий уровень мощности выходного сигнала, не позволяющий использовать ферритовые сердечники.

Применение трансформаторной стали в качестве материала сердечника колебательного контура с резонансной частотой выше 0,5 *кгц* нежелательно.

2. Определив материал, выбирают типоразмер сердечника, руководствуясь следующими соображениями.

Чем больше размер сердечника, тем выше результирующая добротность $Q_{экв}$ проектируемого контура.

Чем выше магнитная проницаемость сердечника μ, тем меньше потери в контуре на сопротивлении обмотки, но тем больше, как правило, потери в сердечнике на гистерезис. Поскольку потери на гистерезис пропорциональны напряженности магнитного поля в сердечнике, то при малых уровнях поля из двух одинаковых по размерам сердечников лучшей добротностью будет обладать тот, магнитная проницаемость которого выше. При больших уровнях полей добротность сердечника с меньшей магнитной проницаемостью может оказаться выше по причине меньшей величины потерь в этом сердечнике на гистерезис. Кроме того, альсиферы с меньшей величиной μ обладают, как правило, лучшей температурной стабильностью магнитной проницаемости, что в конечном счете сказывается на стабильности резонансной частоты контура.

Если основным критерием оценки сердечника является результирующая добротность проектируемого контура, то его расчет следует произвести по одинаковой методике несколько раз, в каждом случае ориентируясь на иную марку выбранного типоразмера сердечника (ТЧ-60, ТЧК-50 и т. д.). Предпочтение следует отдать той марке материала, которая обеспечивает наивысшую для данного конкретного случая добротность контура.

Для рассматриваемого примера выберем сердечник ТЧ-60 типоразмера 36×25×0,76. Его основные характеристики приведены в табл. 1 и 2.

3. Выбираем емкость C и индуктивность L контура, учитывая, что при резонансной частоте ω_0 должно выполняться условие

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \rho, \tag{7}$$

Таблица 2

ТЧ-60		ТЧК-55		ВЧ-32		ВЧК-22		Диаметр, *мм*		Сечение, *см²*	Диаметр провода с изоляцией, *мм*	Средняя длина витка при предельном заполнении, *см*
Коэффициент *A*	Коэффициент k^2	Коэффициент *A*	Коэффициент k^2	Коэффициент *A*	Коэффициент k^2	Коэффициент *A*	Коэффициент k^2	наружный	внутренний			
104	$14{,}8\cdot10^{-8}$	109	$14{,}8\cdot10^{-8}$	142	$2{,}38\cdot10^{-8}$	172	$0{,}593\cdot10^{-8}$	64	40	2,0	$\frac{28}{\sqrt{w}}$	8,28
93	$14{,}8\cdot10^{-8}$	97	$14{,}8\cdot10^{-8}$	127	$2{,}38\cdot10^{-8}$	154	$0{,}593\cdot10^{-8}$	64	40	2,5		9,2
85	$14{,}8\cdot10^{-8}$	89	$14{,}8\cdot10^{-8}$	116	$2{,}38\cdot10^{-8}$	140	$0{,}593\cdot10^{-8}$	64	40	3,0		9,9
107	$21{,}1\cdot10^{-8}$	111	$21{,}1\cdot10^{-8}$	146	$3{,}38\cdot10^{-8}$	176	$0{,}864\cdot10^{-8}$	55	32	1,6	$\frac{18}{\sqrt{w}}$	7,26
95	$21{,}1\cdot10^{-8}$	100	$21{,}1\cdot10^{-8}$	130	$3{,}38\cdot10^{-8}$	157	$0{,}864\cdot10^{-8}$	55	32	2,0		7,58
87	$21{,}1\cdot10^{-8}$	91	$21{,}1\cdot10^{-8}$	119	$3{,}38\cdot10^{-8}$	143	$0{,}864\cdot10^{-8}$	55	32	2,4		8,26
123	$30{,}9\cdot10^{-8}$	128	$30{,}9\cdot10^{-8}$	168	$4{,}94\cdot10^{-8}$	202	$1{,}24\cdot10^{-8}$	44	28	1,0	$\frac{16}{\sqrt{w}}$	6,0
110	$30{,}9\cdot10^{-8}$	114	$30{,}9\cdot10^{-8}$	150	$4{,}94\cdot40^{-8}$	181	$1{,}24\cdot10^{-8}$	44	28	1,25		6,66
100	$30{,}9\cdot10^{-8}$	99	$30{,}9\cdot10^{-8}$	137	$4{,}94\cdot10^{-8}$	165	$1{,}24\cdot10^{-8}$	44	28	1,5		7,16
133	$43\cdot10^{-8}$	139	$43\cdot10^{-8}$	182	$6{,}87\cdot10^{-8}$	220	$1{,}72\cdot10^{-8}$	36	25	0,72	$\frac{13}{\sqrt{w}}$	5,3
129	$43\cdot10^{-8}$	135	$43\cdot10^{-8}$	177	$6{,}87\cdot10^{-8}$	214	$1{,}72\cdot10^{-8}$	36	25	0,76		5,5
113	$43\cdot10^{-8}$	118	$43\cdot10^{-8}$	154	$6{,}87\cdot10^{-8}$	186	$1{,}72\cdot10^{-8}$	36	25	1,0		6,38
124	$117\cdot10^{-8}$	130	$117\cdot10^{-8}$	170	$18{,}7\cdot10^{-8}$	205	$4{,}68\cdot10^{-8}$	24	13	0,5	$\frac{7}{\sqrt{w}}$	3,55
104	$117\cdot10^{-8}$	108	$117\cdot10^{-8}$	142	$18{,}7\cdot10^{-8}$	171	$4{,}68\cdot10^{-8}$	24	13	0,72		4,27
134	$178\cdot10^{-8}$	140	$178\cdot10^{-8}$	183	$28{,}4\cdot10^{-8}$	221	$7{,}12\cdot10^{-8}$	19	11	0,5	$\frac{5{,}5}{\sqrt{w}}$	3,0
112	$178\cdot10^{-8}$	117	$178\cdot10^{-8}$	154	$28{,}4\cdot10^{-8}$	185	$7{,}12\cdot10^{-8}$	19	11	0,72		3,8
115	$341\cdot10^{-8}$	120	$341\cdot10^{-8}$	157	$53\cdot10^{-8}$	189	$13{,}2\cdot10^{-8}$	15	7	0,35	$\frac{3}{\sqrt{w}}$	2,74
96	—	100	$341\cdot10^{-8}$	131	$53\cdot10^{-8}$	158	$13{,}2\cdot10^{-8}$	15	7	0,5		3,5

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ — круговая частота;

ρ — волновое (или характеристическое) сопротивление контура.

При заданной резонансной частоте контура f_0 уменьшению индуктивности соответствует увеличение емкости, и наоборот. Одновременно изменяется величина ρ.

Здесь уместно отметить, что при выбранном размере сердечника и коэффициенте заполнения окна обмоточным проводом добротность контура не зависит от величины ρ. (Любому изменению индуктивности будет соответствовать при постоянном коэффициенте заполнения не только изменение числа витков, но и изменение диаметра провода.)

Это обстоятельство допускает возможность произвольного выбора величины ρ, причем критериями выбора могут оказаться не только электрические, но и конструктивные требования. Увеличение индуктивности сопряжено с необходимостью намотки большего количества витков провода. При уменьшении индуктивности возрастают геометрические размеры конденсатора.

При слишком большом значении ρ междувитковая емкость катушки индуктивности становится соизмеримой с основной емкостью контура. В этом случае ухудшается стабильность резонансной частоты и возрастает антенный эффект контура, т. е. способность контура реагировать на внешние поля. При малой величине ρ возникают затруднения в согласовании контура с транзистором и с нагрузкой.

Таким образом, при выборе величины ρ следует стремиться к тому, чтобы габаритные размеры конденсатора и катушки индуктивности были примерно одинаковыми. В то же время следует иметь в виду, что с практической точки зрения наилучшей величиной волнового сопротивления низкочастотного колебательного контура следует считать $\rho = 1 - 3$ *ком.*

В рассматриваемом примере выбираем величину $\rho = 2$ *ком.*

4. Рассчитываем величины L и C:

$$C = \frac{1}{\omega\rho} = \frac{1}{2\pi \cdot 3\,000 \cdot 2\,000} = 26{,}6 \cdot 10^{-9}\ \text{ф} = 26{,}6\ \text{нф}; \qquad (8)$$

$$L = \frac{\rho}{\omega} = \frac{2\,000}{2\pi \cdot 3\,000} = 0{,}106\ \text{гн}. \qquad (9)$$

В случае реального практического расчета найденную величину емкости следует округлить до ближайшего типового значения и после этого обратным порядком пересчитать величины ρ и L.

5. Число витков w катушки индуктивности определяется по формуле

$$w = A\sqrt{L}, \qquad (10)$$

где A — коэффициент, приведенный в табл. 2 для альсиферовых сердечников;

w — число витков катушки индуктивности;

L — индуктивность, *мгн.*

$$w = 129\sqrt{106} = 1\,330\ \text{витков}.$$

Для сердечников других типов коэффициент A может быть рассчитан по формуле

$$A = \sqrt{\frac{l_c 10^{-3}}{0,4\pi\mu q_c}}, \qquad (11)$$

где l_c — средняя длина магнитной силовой линии, *см*;

μ — относительная начальная магнитная проницаемость;

q_c — площадь сечения магнитопровода, *см*^{2}.

6. Исходя из средней длины витка l_{cp} для данного типоразмера сердечника, приведенной в табл. 2, определяем длину обмоточного провода $l_{пр}$:

$$l_{пр} = l_{cp} w = 5,5 \cdot 1\,330 = 7\,300 \text{ см}. \qquad (12)$$

7. Пользуясь данными табл. 2, определяем диаметр провода:

$$d_{пр} = \frac{13}{\sqrt{w}} = 0,35 \text{ мм}. \qquad (13)$$

Справочные данные для Ш-образных типов сердечника имеются в [Л. 1].

8. Полное сопротивление провода $r_м$ рассчитываем, пользуясь правочными данными, приведенными в [Л. 1]:

$$r_м = l_{пр} \rho_м = 0,073 \cdot 265 = 19,3 \text{ ом}, \qquad (14)$$

где $l_{пр}$ — длина провода, *км*;

$\rho_м$ — сопротивление 1 *км* провода выбранного диаметра, *ом*.

9. Определяем сопротивление потерь в сердечнике на вихревые токи $r_в$:

$$r_в = \rho \delta_в f_0 = 2\,000 \cdot 500 \cdot 10^{-9} \cdot 3\,000 = 3 \text{ ом}. \qquad (15)$$

Здесь $\delta_в$ — коэффициент потерь на вихревые токи, приведенный в табл. 2, *сек*;

f_0 — резонансная частота контура, *гц*.

10. Сопротивление потерь в сердечнике на последействие $r_п$ равно:

$$r_п = \rho \delta_п = 2\,000 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 4 \text{ ом};$$

здесь $\delta_п$ — коэффициент потерь на последействие.

11. Сопротивление потерь в конденсаторе $r_к$ определяется тангенсом угла потерь $\operatorname{tg}\delta$, имеющим для слюдяных конденсаторов величину порядка 10^{-3}:

$$r_к = \rho \operatorname{tg}\delta = 2\,000 \cdot 10^{-3} = 2 \text{ ом}. \qquad (16)$$

12. Общее сопротивление потерь в контуре без учета влияния нагрузки и потерь в сердечнике на гистерезис будет равно:

$$r = r_м + r_в + r_п + r_к = 19,3 + 3 + 4 + 2 = 28,3 \text{ ом}. \qquad (17)$$

13. Далее следует определить оптимальную величину нагрузочного сопротивления $R'_к$ в коллекторной цепи транзистора. Эту величину должно иметь сопротивление резонансного контура между выводами, подключаемыми к коллектору транзистора и к источнику питания.

В рассматриваемом случае сопротивление $R'_к$ должно быть таким, чтобы, во-первых, транзистор отдавал в нагрузку максималь-

ную мощность, и во-вторых, рассеиваемая на коллекторе мощность не превышала предельно допустимого значения. В то же время импульс коллекторного тока также не должен превышать допустимой величины. Исходя из заданной выходной мощности каскада и напряжения питания, ориентируемся на транзистор П18.

Поскольку рассчитываемый каскад возбуждается сигналом прямоугольной формы, а нагрузкой его служит резонансный контур, то форма импульса коллекторного тока будет тоже прямоугольной, в то время как напряжение на коллекторе изменяется во времени по синусоидальному закону. Этому случаю соответствует следующая зависимость между сопротивлением нагрузки каскада $R'_к$ и величиной предельно допустимой мощности, рассеиваемой транзистором, $P_{рас}$:

$$R'_к = \frac{\pi - 2}{4P_{рас}} (E - U_{ост})^2 = \frac{\pi - 2}{4 \cdot 0,1} (12 - 0,5)^2 = 380 \text{ ом}, \qquad (18)$$

где $P_{рас}$ — предельно допустимая мощность, рассеиваемая коллектором, *вт*;

E — напряжение источника питания, *в*;

$U_{ост}$ — остаточное напряжение на коллекторе во время импульса тока, *в*.

Напряжение $U_{ост}$ должно быть не менее 0,5 *в*, так как в противном случае возможен переход транзистора в область насыщения, где величина его коллекторного сопротивления резко уменьшается, шунтируя колебательный контур и ухудшая тем самым его добротность. Величина напряжения $U_{ост}$ регулируется выбором амплитуды напряжения возбуждения.

После определения величины сопротивления $R'_к$ необходимо убедиться, что при найденной нагрузке импульс тока в коллекторной цепи $I_{макс}$ не будет превышать максимально допустимого значения:

$$I_{макс} = \frac{E - U_{ост}}{R'_к} = \frac{12 - 0,5}{380} = 30 \text{ ма}. \qquad (19)$$

Поскольку в проектируемом усилителе транзистор работает фактически в режиме переключения, можно считать, что найденное значение импульса тока не превышает соответствующих норм ТУ на транзистор ($I_{макс} < 50$ *ма*); в противном случае величину сопротивления $R'_к$ следовало бы увеличить по сравнению с рассчитанной, исходя из рассеиваемой мощности.

Если проектируемый каскад предназначен для усиления по напряжению, а не по мощности, расчет сопротивления нагрузки транзистора следует вести на основании других предпосылок.

14. Далее задаемся величиной

$$\gamma = R'_н / R_{к.экв},$$

где $R'_н$ — сопротивление нагрузки, пересчитанное в контур параллельно его реактивным элементам;

$R_{к.экв}$ — эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте (без учета нагрузки).

Следует иметь в виду, что чем меньше величина γ, тем выше добротность системы контур-нагрузка и тем меньше к. п. д. каскада. При $\gamma = 1$ ($R'_н = R_{к.экв}$) добротность нагруженного контура $Q_{экв}$ вдвое меньше добротности ненагруженного, а мощность при резо-

нансной частоте распределяется поровну между нагрузкой и контуром.

Примем для расчета $\gamma=1$.

15. Для определения потерь в сердечнике на гистерезис рассчитываем вспомогательный коэффициент p:

$$p = k^2 \frac{(E - U_{\text{ост}})^2}{2R'_{\text{к}}} \cdot \frac{\rho^2 w^2}{1+\gamma} = 43 \cdot 10^{-8} \frac{(12-0,5)^2}{2 \cdot 380} \cdot \frac{2\,000^2 \cdot 1\,330^2}{1+1} = 2,66 \cdot 10^5, \quad (20)$$

где

$$k = \frac{10^2 \delta_{\text{г}}}{l_{\text{г}}};$$

$\delta_{\text{г}}$ — коэффициент потерь в сердечнике на гистерезис, $\frac{м}{ав}$;

$l_{\text{с}}$ — средняя длина магнитопровода, *см*.

Численное значение коэффициента k^2 для альсиферовых сердечников приведено в табл. 2.

16. Пользуясь номограммой рис. 9, находим величину сопротивления потерь в сердечнике на гистерезис как функцию коэффициента P и сопротивления r:

$$r_{\text{г}} = 56 \text{ ом}.$$

17. Полное сопротивление потерь в контуре равно величине

$$r_{\text{общ}} = r + r_{\text{г}} = 28,3 + 56 \approx 85 \text{ ом},$$

а собственная добротность контура $Q_{\text{к.экв}}$ равна:

$$Q_{\text{к.экв}} = \frac{\rho}{r_{\text{общ}}} = \frac{2\,000}{85} = 23,6. \quad (21)$$

18. Эквивалентная добротность системы контур-нагрузка $Q_{\text{экв}}$ равна:

$$Q_{\text{экв}} = \frac{Q_{\text{к.экв}}}{1+\gamma} = \frac{23,6}{2} = 11,8, \quad (22)$$

а эквивалентное сопротивление нагруженного контура на резонансной частоте определяется соотношением

$$R_{\text{экв}} = \rho Q_{\text{экв}} = 2\,000 \cdot 11,8 = 23,6 \text{ ком}. \quad (23)$$

19. Коэффициент подключения контура к транзистору $n_1 = w_1/w$ рассчитывается по формуле

$$n_1 = \sqrt{\frac{R'_{\text{к}}}{R_{\text{экв}}}} = \sqrt{\frac{380}{23\,600}} = 0,127. \quad (24)$$

Отсюда

$$w_1 = n_1 w = 0,127 \cdot 1\,330 = 169 \text{ витков}.$$

20. Коэффициент подключения нагрузки к контуру

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{\gamma \rho Q_{\text{к.экв}}}} = \sqrt{\frac{1\,000}{1 \cdot 2\,000 \cdot 23,6}} = 0,145. \quad (25)$$

Число витков обмотки w_2 определяется соотношением $w_2 = n_2 w = 0,145 \cdot 1\,330 = 193$ витка.

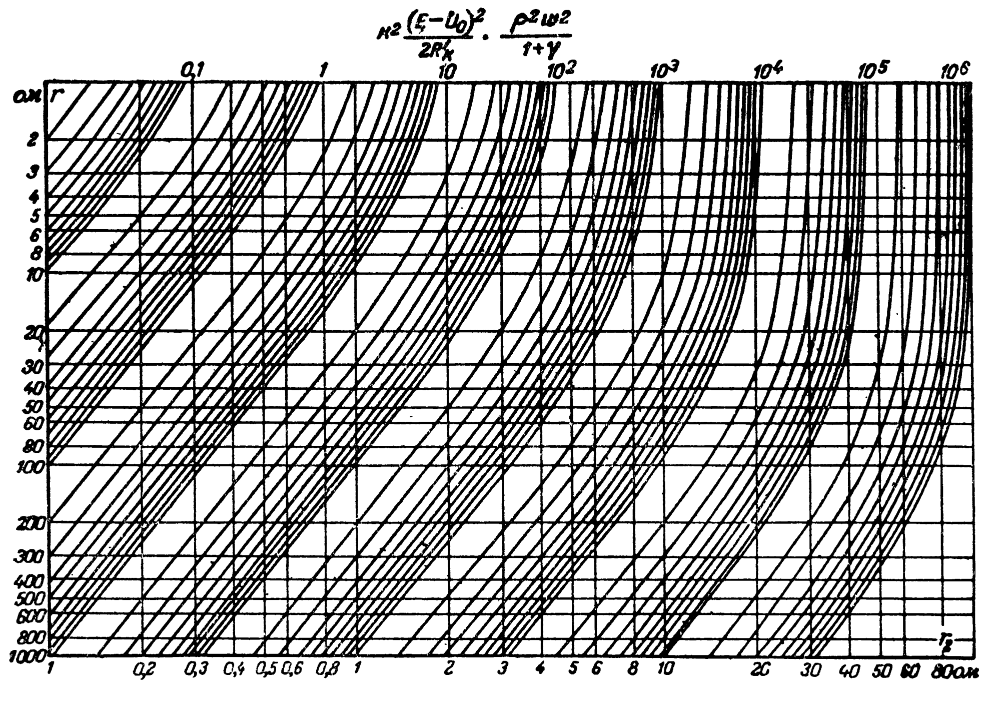


Рис. 9. Номограмма для определения сопротивления потерь в сердечнике контура на гистерезис.

Приведенная методика расчета может быть использована при проектировании низкочастотных резонансных усилителей различного назначения, в том числе и таких усилителей, резонансные контуры которых выполнены на ферромагнитных сердечниках другого типа.

В каждом конкретном случае расчета для успешного его завершения необходимо располагать следующим минимально необходимым количеством сведений:

величиной относительной магнитной проницаемости сердечника $\mu_н$; если сердечник имеет воздушный зазор, то величиной эффективной проницаемости сердечника с учетом магнитного сопротивления зазора;

средней длиной магнитопровода $l_с$, *см*;

площадью сечения магнитопровода $q_{спр}$, *см*^{2};

средней длиной витка провода $l_{пр}$, *см*;

площадью окна сердечника, *см*^{2}.

Перечисленные характеристики позволяют определить число витков контурной обмотки по заданной индуктивности, диаметр провода при максимальном заполнении окна рассчитанным числом витков, сопротивление потерь в меди.

Для определения потерь в сердечнике необходимо знать следующие величины коэффициентов потерь в сердечнике:

на вихревые токи $\delta_в$, 1/*гц*;

на последействие $\delta_п$;

на гистерезис $\delta_г$, *м/ав*;

на колебательную мощность в контуре [1], *вт*.

В результате расчета определяется степень связи контура с транзистором и с нагрузкой и соответствующая этой связи эквивалентная добротность контура.

4. Усилители постоянного тока

Свойственная транзисторам зависимость коллекторного тока от температуры затрудняет их использование для усиления постоянного тока или постоянного напряжения. Известные способы стабилизации рабочей точки транзисторных схем мало пригодны для усилителей постоянного тока, так как сущность этих способов сводится фактически к ослаблению усилительной способности каскада в области очень низких частот и постоянного тока.

Поэтому в транзисторной низкочастотной технике широкое распространение получили двухтактные или дифференциальные усилители постоянного тока, в меньшей степени подверженные температурному дрейфу рабочей точки. Схема такого усилителя показана на рис. 10.

При отсутствии усиливаемого напряжения $U_{вх}$ на входе усилителя оба транзистора находятся в открытом состоянии благодаря напряжению смещения, создаваемому делителем R_1, R_2, R_3 и R_4 в цепи баз. Режим транзисторов выбирается таким, чтобы в исходном состоянии коллекторное напряжение ориентировочно равня-

---

[1] В рассмотренном примере колебательная мощность в контуре скрыта под выражением $\frac{(E - U_{ост})^2}{2R'_к}$ (соотношение 20).

лось половине напряжения источника питания. При идентичности параметров транзисторов напряжение между их коллекторами равно нулю и не изменяет этого значения в интервале температур при условии, что температурные изменения коллекторных токов обоих транзисторов одинаковы.

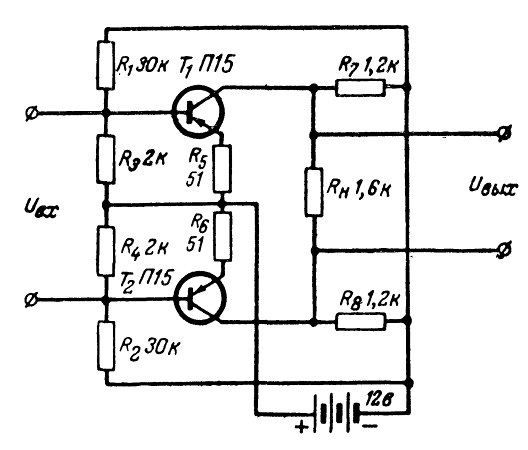


Рис. 10. Дифференциальный усилитель постоянного тока.

Воздействие входного постоянного напряжения любой полярности приводит к разбалансировке усилителя, в результате чего на нагрузочном сопротивлении $R_н$ возникает постоянное напряжение соответствующей полярности, пропорциональное входному напряжению.

Наличие смещения приводит к работе каскада в режиме *А*, чем обеспечивается линейность усиления во всем динамическом диапазоне. При отсутствии смещения результирующая амплитудная характеристика усиления имеет изгиб в области малых входных напряжений, как показано на рис. 11.

В случае жестких требований к стабильности рабочей точки транзисторов усилителя необходим подбор пар транзисторов по величине параметров β и $I_{к0}$. Допускается двухкаскадное последовательное соединение усилителей, аналогичных рассматриваемому, при условии раздельного питания каскадов.

Расчет усилителя весьма прост и сводится к определению вели-

Рис. 11. Характеристика дифференциального усилителя постоянного тока при отсутствии смещения в цепи баз транзисторов.

чин сопротивлений для получения заданного режима транзисторов по постоянному току. Интерес представляет лишь определение величины нагрузочного сопротивления $R_н$ при заданных величинах сопротивлений $R_7=R_8=R$ либо обратная задача. Решается этот вопрос следующим путем.

На границах динамического диапазона усилителя, когда один из транзисторов полностью открыт, а другой закрыт, эквивалентная схема нагрузочной цепи усилителя приобретает вид, изображенный на рис. 12. При этом мощность $P_н$, рассеиваемая в нагрузочном сопротивлении $R_н$, составляет следующую часть от общей мощности P, управляемой транзисторами:

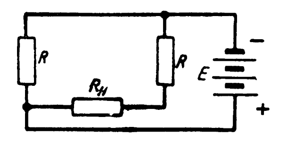


Рис. 12. Эквивалентная схема для определения величины нагрузочного сопротивления дифференциального усилителя постоянного тока.

$$\frac{P_н}{P}=\frac{\frac{R_н}{R}}{\left(\frac{R_н}{R}+1\right)\left(\frac{R_н}{R}+2\right)}.$$

Исследование на максимум этого соотношения показывает, что максимальному усилению каскада по мощности при заданных величинах сопротивлений $R_7=R_8=R$ соответствует условие

$$R_н=\sqrt{2}\,R. \qquad (26)$$

Если же от каскада ожидается максимальное усиление по напряжению, то условие (26) теряет силу. В этом случае максимальным усилением будет обладать каскад, имеющий при прочих равных условиях наибольшую величину нагрузочного сопротивления $R_н$.

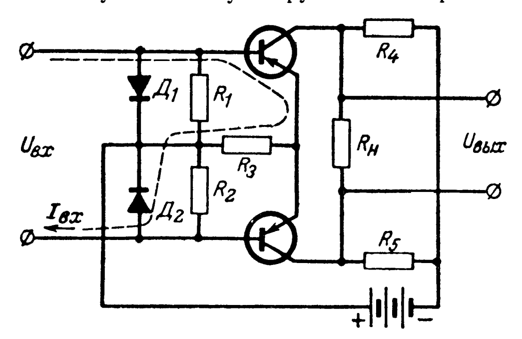


Рис. 13. Вариант усилителя постоянного тока.

В схемах усилителей постоянного тока, работающих в ключевом режиме (первый транзистор открыт, второй закрыт или наоборот), требования к линейности характеристики усиления отпадают. В таком случае нет необходимости обеспечивать начальное смещение в цепи баз транзисторов.

Соответствующий вариант схемы изображен на рис. 13. Наличие в нем коммутирующих диодов несколько сокращает величину

входного сопротивления усилителя при уменьшении величины управляющего тока в 2,5 раза; тем самым более чем вдвое уменьшается и мощность, необходимая для управления усилителем. Этот эффект достигается тем, что при любой полярности управляющего на-

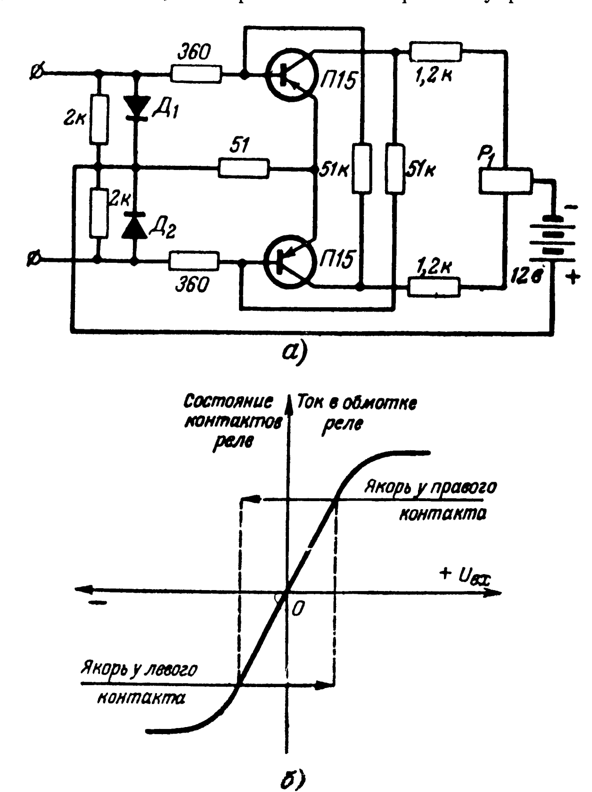


Рис. 14. Усилитель постоянного тока, нагруженный на телеграфное реле.

а — схема усилителя; *б* — характеристика усиления.

пряжения цепь входного тока замыкается через относительно малое по величине прямое сопротивление одного из диодов, тогда как другой из диодов в это время заперт и не потребляет энергии источника управляющего сигнала.

Сопротивления R_1 и R_2 необходимы лишь для улучшения температурной стабильности режима каскада.

В частном случае использования двухтактного усилителя постоянного тока для управления поляризованным телеграфным реле (рис. 14,*а*) результирующая проходная характеристика системы усилитель-реле обладает петлей запаздывания, изображенной на рис.

14,*б*. Происхождение петли обусловлено свойствами самого реле, требующего для перемещения якоря из одного крайнего положения в другое некоторой определенной величины тока в обмотке, называемой током срабатывания.

Это явление часто бывает нежелательным. Оно может быть нейтрализовано путем введения в усилитель положительной обратной связи, как показано на рис. 14,*а*.

По начертанию изображенный на рис. 14,*а* усилитель весьма сходен с триггером, однако в отличие от последнего он обладает одним устойчивым состоянием благодаря относительно малой величине положительной обратной связи.

В различного рода следящих системах с частотным признаком рассогласования (например, в системах автоподстройки частоты), в которых управляющий сигнал постоянного тока формируется как разность выходных напряжений двух выпрямителей, может быть использована схема усиления этого сигнала, изображенная на рис. 15.

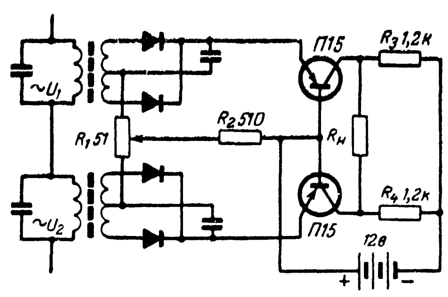


Рис. 15. Схема сопряжения усилителя постоянного тока с двухконтурным частотным демодулятором.

Ее преимущество по сравнению со схемой на рис. 14 заключается в большей стабильности и линейности характеристики усиления при несколько меньшем коэффициенте усиления по мощности.

Стабильность и линейность характеристики усиления этого усилителя обеспечивается включением транзисторов по схеме с общей базой. Реализации этих свойств способствует также наличие стабилизирующего сопротивления R_2, имеющего относительно большую величину по сравнению со входными сопротивлениями транзисторов. Это же сопротивление способствует увеличению крутизны характеристики системы выпрямитель-усилитель. Дело в том, что при возникновении некоторого преобладания одного из переменных напряжений U_1 или U_2 происходит увеличение эмиттерного тока соответствующего транзистора и одновременно увеличение падения напряжения на сопротивлении R_2. Прирост напряжения на сопротивлении R_2 в свою очередь вызывает некоторое запирание выпрямителя с меньшим уровнем переменного сигнала на обмотке и соответственно уменьшение эмиттерного тока другого транзистора.

В связи с тем, что в случае равенства входных переменных напряжений оба транзистора открыты выпрямленными напряжениями, усилитель работает в режиме *А*, не требуя специальной цепи смещения. Следует только подобрать параметры выпрямителей такими, чтобы в исходном положении падение напряжения на коллекторных сопротивлениях равнялось половине напряжения источника питания. При расчете выпрямителей нужно помнить, что сопротивление нагрузки каждого из них равно удвоенной величине сопротивления R_2, поскольку по последнему протекает суммарный ток двух выпрямителей.

Невысокие эксплуатационные свойства усилителей постоянного тока вообще и транзисторных — в особенности вынуждают искать иные пути реализации усиления постоянного тока. Острая необходимость в этом возникает главным образом тогда, когда требуется получить большой коэффициент усиления по мощности в широком динамическом диапазоне. Одно из решений заключается в том, что слабый сигнал постоянного тока, подлежащий усилению, первоначально преобразовывают в переменный с сохранением в последнем признаков величины управляющего сигнала. Иными словами, преобразование дополняется модуляцией.

Способ модуляции может быть выбран любой (модуляция амплитуды частоты, фазы). В дальнейшем модулированный сигнал усиливается до необходимой величины, после чего осуществляется его демодуляция. Этот способ незаменим и в том случае, когда требуется гальванически развязать нагрузку от цепи питания усилителя.

5. Усилители-ограничители амплитуды

Весьма распространенная задача в технике электросвязи представляет собой усиление переменного напряжения с одновременным его двухсторонним ограничением. Эта задача неизбежно встречается при разработке устройств и аппаратуры с частотной или фазовой модуляцией носителя сигнала. К усилителям-ограничителям предъявляются следующие **более или менее жесткие требования**:

постоянство амплитуды выходного напряжения при колебаниях уровня входного сигнала во всем заданном динамическом диапазоне от некоторого минимального порогового $U_{пор}$ значения до некоторого максимального значения;

низкий уровень собственных шумов;

постоянство фазового сдвига между выходными и входными напряжениями при колебаниях уровня последнего в пределах заданного динамического диапазона.

Последнее обстоятельство имеет особо важное значение для аппаратуры связи. Дело в том, что неизбежные колебания уровня частотно- или фазово-модулированного сигнала в линиях связи не являются формой помехи до тех пор, пока не окажутся преобразованными в тот параметр сигнала (фазу или частоту), который подвергается модуляции в передатчике. Невыполнение последнего из перечисленных ранее требований приводит к появлению паразитной модуляции сигнала в ограничителе.

Требования к динамическому диапазону усилителей-ограничителей и к их пороговой чувствительности весьма разнообразны. В частности, в аппаратуре проводной связи усилители-ограничители обладают, как правило, порогом ограничения порядка 1 *мв* и динамическим диапазоном порядка 7 *неп*, что соответствует возможному изменению (увеличению) входного напряжения в 1 000 раз.

Все попытки реализовать транзисторные усилители-ограничители с такими высокими показателями, копируя известные ламповые схемы, натолкнулись на неудачу. Дело в том, что в режиме ограничения входные сопротивления транзисторов значительно нелинейны, причем степень нелинейности является функцией уровня входного сигнала. В многокаскадных усилителях-ограничителях нелинейные свойства входного сопротивления каждого последующего каскада

придают нелинейный характер сопротивлению нагрузки каждого предыдущего каскада. Это обстоятельство вызывает асимметрию ограничения, величина которой зависит от уровня входного сигнала. Последнее в свою очередь приводит к изменениям фазы выходного напряжения.

Автором этой книги разработана схема усилителя-ограничителя, в значительной степени лишенная указанных недостатков и получившая по этой причине широкое распространение в серийной аппаратуре связи (рис. 16).

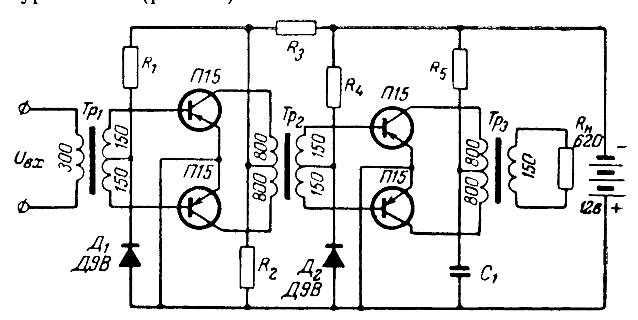


Рис. 16. Схема двухтактного усилителя-ограничителя.

Отличительные признаки схемы состоят в сквозном двухтактном ее построении и трансформаторной связи между каскадами.

Двухтактное построение каждого каскада приводит к тому, что нелинейность характеристики его входного сопротивления приобретает симметричную форму относительно нуля входного напряжения. Изменение уровня входного сигнала не нарушает этой симметрии. В результате симметричная форма выходного напряжения усилителя-ограничителя сохраняется во всем динамическом диапазоне изменения уровня входного сигнала.

Каждый каскад изображенного на рис. 16 усилителя-ограничителя имеет коэффициент усиления по напряжению порядка 100 с порогом ограничения около 20 *мв*. Таким образом, двухкаскадный вариант обладает пороговой чувствительностью $U_{пор}=0{,}2$ *мв*.

Высокий коэффициент усиления каждого каскада гарантируется надлежащим выбором величины сопротивления в коллекторной цепи транзисторов. Эта величина складывается из двух составляющих, одна из которых представляет индуктивное сопротивление обмотки согласующего трансформатора (ωL), другая является результатом пересчета в коллекторную цепь транзистора через коэффициент трансформации сопротивления нагрузки каскада. Каждая из составляющих в отдельности должна иметь величину не менее 20 *ком*.

На частоте ограничиваемого сигнала порядка 2—3 *кгц* это условие выполняется, если в качестве согласующего трансформатора используется ферритовое кольцо с внешним диаметром 20 *мм* и относительной магнитной проницаемостью $\mu_н=1\,000—2\,000$, на котором намотаны две обмотки по 800 витков, включаемые в коллекторные цепи транзисторов, и две обмотки по 150 витков для подклю-

чения ко входу следующего каскада. В случае иной частоты сигнала или величины нагрузочного сопротивления намоточные данные трансформатора должны быть изменены.

С помощью сопротивлений R_1 и R_4 устанавливается режим транзисторов по постоянному току. Температурная стабилизация режима осуществляется с помощью диодов $Д_1$ и $Д_2$. Величина коллекторного тока покоя транзисторов должна быть такой (около 1 *ма* на каскад), чтобы при переходе усилителей в режим ограничения не происходило ее заметного изменения. Дело в том, что при глубоком двустороннем ограничении потребление каскада не зависит от тока смещения, устанавливаемого в режиме покоя, а определяется только напряжением источника питания и сопротивлением нагрузки. Поскольку форма импульса тока коллекторной цепи в этом случае прямоугольная, а каскад работает в двухтактном режиме, постоянная составляющая тока, потребляемая каскадом от источника питания, равна амплитуде импульса тока:

$$I = \frac{E}{Z_к}, \qquad (27)$$

где $Z_к$ — полное сопротивление нагрузки коллекторной цепи транзистора.

Если в режиме покоя установлена величина коллекторного тока, не удовлетворяющая условию (27), то при переходе каскада в режим ограничения произойдет ее изменение, обусловливающее изменение выходного напряжения ограничителя.

6. Низкочастотные генераторы

По своему существу генератор представляет собой лишь ту или иную разновидность усилителя с замкнутыми через четырехполюсник обратной связи входом и выходом. Этим определяется сходство в схемах и классификации обоих устройств: как и усилители, генераторы могут быть однотактными и двухтактными, однокаскадными и многокаскадными, с трансформаторной и реостатно-емкостной связью и т. п.

Главное требование к генераторам опорной частоты, т. е. к таким генераторам, на параметры которых в процессе их работы не производится преднамеренного воздействия извне, заключается в стабильности частоты. Изменение частоты напряжения, генерируемого опорным генератором, происходит только под воздействием внешних дестабилизирующих факторов: температуры окружающей среды, напряжения источника питания, влажности воздуха, старения деталей.

Изменения температуры окружающей среды и влажности воздуха вызывают отклонение рабочей частоты генератора главным образим вследствие изменения величин основных элементов генератора, определяющих генерируемую частоту, например емкости и индуктивности колебательного контура. Воздействие температуры на частоту генератора вследствие температурной зависимости параметров транзистора в меньшей степени сказывается у *LC*- и камертонных генераторов и в большей — у *RC*-генераторов. Напряжение источника питания влияет на частоту генератора главным образом через параметры транзистора.

Повышение стабильности частоты достигается главным образом за счет улучшения температурных свойств элементов, определяющих частоту генератора, например емкости и индуктивности колебательного контура LC-генератора. Однако немаловажное значение имеет и правильный выбор режима транзистора, а также способ согласования последнего с колебательным контуром генератора.

При особо жестких требованиях к стабильности частоты применяется стабилизация напряжения питания, герметизация основных элементов генератора и, как крайнее средство, — термостатирование этих элементов или всего каскада задающего генератора.

По степени практически реализуемой стабильности частоты низкочастотные генераторы на транзисторах располагаются в такой последовательности:

1) Камертонные и кварцевые генераторы — $\frac{\Delta f}{f} \approx (10^{-6} \div 10^{-5}) \times \Delta t \frac{1}{град\, C} + 1 \cdot 10^{-4}$;

2) LC-генераторы — $\frac{\Delta f}{f} \sim (5 \cdot 10^{-5} \div 10^{-4})\, \Delta t \frac{1}{град\, C} + 1 \cdot 10^{-3}$;

3) RC-генераторы — $\frac{\Delta f}{f} \sim (10^{-3} \div 10^{-2})\, \Delta t \frac{1}{град\, C} + 1 \cdot 10^{-2}$.

Весьма низкая стабильность частоты RC-генераторов обусловлена тем, что относительный уход их частоты пропорционален первой степени изменения величин сопротивлений и емкостей, образующих цепь обратной связи. В число этих сопротивлений входят входное и выходное сопротивления транзистора, которые обладают низкой стабильностью.

В камертонных и LC-генераторах упомянутые параметры транзисторов в значительно меньшей степени влияют на результирующую стабильность частоты.

7. Камертонный генератор

Камертонные резонаторы, используемые в качестве частотозадающих элементов низкочастотных генераторов, обладают весьма высокой собственной добротностью, достигающей нескольких сотен единиц и, как следствие, большой крутизной фазовой характеристики.

Добротность камертонного резонатора как электрической колебательной системы характеризуется отношением его резонансной частоты к ширине полосы пропускания, отсчитанной на уровне 0,707 выходного напряжения, при возбуждении резонатора генератором тока (генератором с бесконечно большим внутренним сопротивлением):

$$Q_{рез} = \frac{f_{рез}}{2\Delta f},$$

где $2\Delta f$ — ширина полосы пропускания по напряжению. Фазовая характеристика резонатора отражает зависимость сдвига фаз между

выходным напряжением и током возбуждения от частоты возбуждения.

Основная задача при проектировании камертонного генератора заключается в получении максимальной стабильности его рабочей частоты. Для успешного решения этой задачи в первую очередь необходимо позаботиться о том, чтобы схема возбуждения резонатора возможно меньше влияла на собственные электрические параметры последнего и, главным образом, не ухудшала его добротности. Это условие выполняется тем лучше, чем меньше величина связи резонатора с элементами схемы возбуждения.

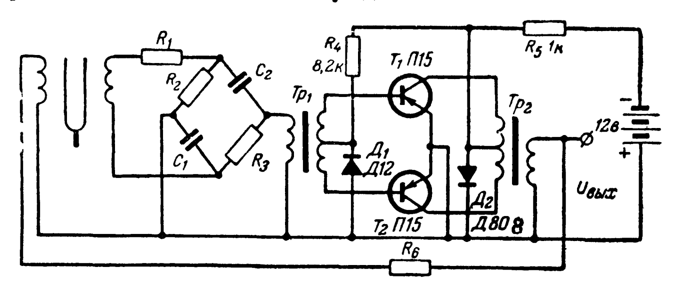


Рис. 17. Схема камертонного генератора.

Существенно также получение нужной фазы напряжения обратной связи. Дело в том, что камертонный резонатор в отличие от классического колебательного контура несколько сдвигает на резонансной частоте фазу выходного напряжения по отношению к току возбуждения. Если при этом схема возбуждения резонатора не осуществляет сдвига фазы напряжения обратной связи на соответствующую величину в обратном направлении, то возбуждение генератора произойдет на частоте, отличающейся от собственной частоты резонатора. Величина вынужденного сдвига частоты будет такой, при которой окажется выполненным условие баланса фаз системы автогенератора. Однако в этом случае частота генерации не будет соответствовать участку максимальной крутизны фазовой характеристики резонатора и, следовательно, условию наилучшей стабильности генерируемой частоты. Вследствие этого схема камертонного генератора должна содержать фазосдвигающую цепь и выполняться так, чтобы связь резонатора с активными элементами была минимальной. Кроме того, в процессе формирования напряжения обратной связи должно осуществляться его стабильное ограничение с тем, чтобы изменение коэффициента усиления активных элементов не приводило к изменению частоты генератора. Необходимо также, чтобы по обмоткам резонатора не протекала постоянная составляющая тока.

Перечисленным условиям удовлетворяет схема, изображенная на рис. 17.

Развязка резонатора от остальной части схемы осуществляется с помощью высокоомных сопротивлений R_1 и R_6. Затухание, вносимое ими в цепь обратной связи, компенсируется высоким коэффициентом усиления двухтактного усилителя-ограничителя (коэффициент усиления по напряжению порядка 100). Величины сопротивле-

ний R_1 и R_6 определяются параметрами применённого типа резонатора.

Фаза напряжения обратной связи устанавливается с помощью фазовращателя C_1, C_2, R_2, R_3. Элементы фазовращателя должны обладать хорошей стабильностью номинальных величин. В отдельных случаях, при малом фазовом сдвиге резонатора, схема фазовращателя может быть упрощена.

Температурная стабилизация режима усилителя осуществляется диодом D_1.

Напряжение питания стабилизируется стабилитроном $Д_2$.

Трансформаторы $Тр_1$ и $Тр_2$ на частотах выше 1 *кгц* выполняются на ферритовых сердечниках. На более низких частотах следует применять сердечники из трансформаторной стали. Намоточные данные трансформаторов рассчитываются в соответствии с заданной рабочей частотой и конкретными параметрами резонатора по методике, рассмотренной в § 5.

8. *LC*-генератор

Стабильность *LC*-генераторов орпеделяется главным образом свойствами катушки индуктивности и конденсатора, образующих колебательный контур. Относительный уход частоты генератора, вызываемый изменением параметров основных элементов колебательного контура, характеризуется соотношением

$$\frac{\Delta f}{f}=\frac{1}{2}\frac{\Delta L}{L}+\frac{1}{2}\frac{\Delta C}{C}. \qquad (28)$$

Из соотношения (28) видно, во-первых, что воздействие изменений обоих элементов контура (емкости и индуктивности) на стабильность частоты генератора равноценно, и, во-вторых, что относительный уход частоты не зависит от абсолютных величин элементов контура, в результате чего величина волнового сопротивления контура ρ не влияет на стабильность частоты. Последнее утверждение справедливо в широком диапазоне изменения величины волнового сопротивления, но лишь до тех пор, пока междувитковая емкость катушки индуктивности не станет соизмеримой с основной емкостью колебательного контура. Благодаря этому свойству допускается возможность выбора таких значений L и C, при которых конструктивные характеристики катушки и конденсатора получаются наиболее удовлетворительными.

Выбор величин емкости для низкочастотных *LC*-генераторов ограничивается практически значениями от 0,01 до 1 *мкф*.

В этом интервале емкостей наилучшими температурными и временными характеристиками при удовлетворительных конструктивных характеристиках обладают слюдяные конденсаторы и, в частности, конденсаторы типа ССГ (слюдяные, серебрёные, герметизированные). Их температурный коэффициент емкости (ТКЕ) имеет величину

$$\text{ТКЕ}=\pm 50\cdot 10^{-6}\,1/\text{град С};$$

у герметизированных слюдяных конденсаторов типов СГМ и КСГ температурная стабильность емкости несколько хуже.

В некоторых случаях слюдяные конденсаторы можно заменять пленочными. Однако последним присущ серьезный недостаток: из-

менение емкости во времени, особенно при резких перепадах температуры в течение срока хранения и эксплуатации. Этот недостаток вызван, по-видимому, остаточной деформацией диэлектрика, в результате чего происходит локальное изменение расстояний между обкладками.

Конденсаторы с другими типами диэлектриков неприменимы главным образом из-за низкой добротности и плохой температурной стабильности. Бумажные конденсаторы обладают обоими этими недостатками. Керамические конденсаторы с большой удельной емкостью (отношение емкости к объему) изготовляются на сегнетоэлектрической основе и имеют большой ТКЕ. Стабильные керамические конденсаторы с малым температурным коэффициентом емкости рассчитаны на использование в диапазоне радиочастот и имеют, как правило, малые номинальные значения (единицы и сотни пикофарад), в результате чего применение их в низкочастотных колебательных контурах нецелесообразно.

В качестве сердечников катушек индуктивности низкочастотных генераторов следует применять тороидальные альсиферовые сердечники. Это практически единственный вид ферромагнитного материала с жестко нормированным температурным коэффициентом магнитной проницаемости μ.

Тороидальная форма сердечников несколько неудобна при намотке и настройке контуров. Однако этот недостаток вполне компенсируется по сравнению с другими формами сердечников малым полем рассеяния и высокой временной стабильностью характеристик монолитного магнитопровода.

Ш-образные и броневые сердечники в этом отношении уступают тороидальным. Несмотря на то, что их магнитная система также замкнута, поле рассеяния у них заметно больше. Кроме того, выполнение магнитной цепи не из одного, а из двух элементов является источником дополнительной нестабильности ее параметров.

Основные магнитные характеристики тороидальных альсиферовых сердечников приведены в табл. 1 и 2. Наилучшая из марок альсифера с точки зрения температурной стабильности магнитной проницаемости и с точки зрения потерь в сердечнике представляет собой альсифер ВЧК-22. Его и следует применять в тех случаях, когда требования к стабильности частоты проектируемого генератора особенно высоки. Правда, на слишком низких частотах (ниже 400 *гц*) применение альсиферовых сердечников марки ВЧК-22 затруднительно из-за того, что вследствие низкой магнитной проницаемости этого материала для получения больших значений индуктивности необходимо наматывать большее число витков. В этом случае следует идти на уменьшение волнового сопротивления контура $\rho = \omega L$ либо прибегать к использованию материалов с более высокой магнитной проницаемостью (в ущерб результирующей стабильности частоты генератора).

Таким образом, в случае использования в колебательном контуре генератора конденсатора ССГ с ТКЕ $= \pm 50 \cdot 10^{-6}$ 1/*град* С и сердечника из материала ВЧК-22 с ТКИ $= \pm 50 \cdot 10^{-6}$ 1/*град* С можно ожидать, что результирующая нестабильность частоты генератора в диапазоне температур окажется не хуже

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2}(TKE + TKИ)\,\Delta t = 50 \cdot 10^{-6} \Delta t \, 1/град\,С,$$

где Δt — перепад температур от номинальной до одной из крайних в рабочем диапазоне. При этом подразумевается, что остальная часть схемы не вносит заметной дополнительной нестабильности.

Какими же соображениями следует руководствоваться при проектировании LC-генератора с максимально возможной стабильностью его частоты?

Во-первых, необходимо стремиться получить максимальную добротность контура. Чем выше добротность контура, тем больше крутизна его фазовой характеристики в точке резонанса и тем меньше влияние на частоту генератора всех прочих факторов. В связи с этим контур генератора должен быть по возможности слабо связан с остальными элементами схемы.

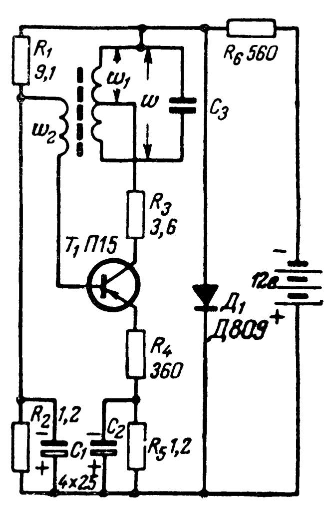


Рис. 18. Схема стабильного по частоте LC-генератора.

Активный элемент генератора — транзистор должен быть охвачен отрицательной обратной связью по переменному току для стабилизации входных и выходных параметров. Одновременно принимают меры стабилизации режима транзистора по постоянному току.

Кроме того, следует иметь в виду, что в большинстве схем генераторов транзистор выполняет также функции ограничителя амплитуды. Однако в режиме двухстороннего ограничения в моменты насыщения транзистора по току, когда напряжение коллектор—эмиттер транзистора близко к нулю, выходное сопротивление последнего также резко уменьшается, достигая единиц ом. Если при этом контур включен в коллекторную цепь непосредственно, без принятия специальных мер, то в эти моменты он шунтируется практически накоротко выходным сопротивлением транзистора. При этом эффективная добротность контура уменьшается.

Для предотвращения этого в коллекторную цепь транзистора последовательно с контуром или с частью контура следует включать активное сопротивление, величина которого ориентировочно равна сопротивлению контура между точками включения последнего в цепь коллектора транзистора.

Эта мера одновременно уменьшает влияние выходной емкости транзистора на частоту генератора.

Выполненная с учетом перечисленных рекомендаций схема генератора, применяемая в серийной аппаратуре связи, изображена на рис. 18.

Стабилизация и фильтрация напряжения питания генератора осуществляется стабилитроном $Д_1$ (Д-808—Д-809).

Температурная стабилизация режима транзистора по постоянному току осуществляется сопротивлениями R_1, R_2, R_4 и R_5. Эти же сопротивления обеспечивают номинальный режим транзистора независимо от его конкретных параметров.

Сопротивление R_4 служит элементом отрицательной обратной связи по току и имеет величину, ориентировочно в 10 раз превышающую сопротивление эмиттерного перехода. Благодаря ему повышаются и стабилизируются входное и выходное сопротивления транзистора, а также стабилизируется коэффициент усиления.

При конденсаторе C_3 типа ССГ и сердечнике катушки из материала ВЧК-22 полная нестабильность частоты генератора в диапазоне температур —10—+50° С не превышает $1 \cdot 10^{-3}$ на частотах от 400 *гц* до 10—15 *кгц*. При смене транзисторов, если последние удовлетворяют нормам ТУ, частота генератора изменяется не более, чем на $0{,}5 \cdot 10^{-3}$.

Практический расчет контура генератора ведется следующим образом.

Поскольку, как указывалось в § 3, добротность контура не зависит от величины его волнового сопротивления ρ, то этой величиной можно задаться, исходя из конструктивных соображений: соразмерности габаритов катушки индуктивности и конденсатора. При этом не следует забывать, что намотка на тороидальный сердечник более 3 000—5 000 витков затруднительна в технологическом отношении. Окончательную величину волнового сопротивления контура нужно устанавливать исходя из типового номинального значения емкости применяемого конденсатора. Во всех случаях, когда этого можно достичь разумными средствами, следует стремиться к величине $\rho = 1$—3 *ком*.

Установив окончательно величину волнового сопротивления и выбрав тип сердечника катушки индуктивности, нужно рассчитать катушки индуктивности по п. 5-11 методики, изложенной в § 3.

Величину нагрузочного сопротивления $R'_к$, фигурирующую в п. 13, здесь следует определить исходя из других соображений. С точки зрения стабильности частоты генератора нежелательно иметь большую амплитуду переменного напряжения на контуре. В то же время слишком малая величина импульса тока (менее 1 *ма*) также недопустима по этой же причине. При расчете можно исходить из величины минимально допустимой амплитуды импульса, равной 1 *ма*. В этом случае суммарное сопротивление нагрузки транзистора определяется формулой

$$R_н = \frac{E - U_э}{I_{макс}},$$

где E — напряжение питания, *в*;

$U_э$ — падение напряжения на сопротивлениях R_4 и R_5, *в*;

$I_{макс}$ — амплитуда импульса тока, *ма*;

$R_н$ — сопротивление нагрузки транзистора, *ком*.

Поскольку $E = 7$—9 *в*, то $R_н = 6$—8 *ком*. Ранее было указано, что последовательно с контуром включается дополнительное сопротивление, равное сопротивлению контура $R'_к$ в точках его подключения к транзистору. Следовательно, $R'_к = \frac{R_н}{2} \approx 3{,}5$ *ком*.

Так как контур генератора должен быть весьма слабо связан с остальной частью схемы, то коэффициент γ, фигурирующий в п. 14, можно считать равным 0,3—0,5 (с учетом шунтирующего действия транзистора).

Далее расчет ведется в соответствии с п. 15—19.

Число витков обмотки обратной связи w_2 определяется следую-

щим образом. Как указывалось ранее, транзистор генератора должен работать в режиме двустороннего ограничения. Ограничение должно быть достаточно надежным, но и не слишком **глубоким,** так как в последнем случае это приведет к излишней нагрузке контура со стороны входной цепи транзистора. Оптимальным случаем можно считать ограничение на уровне 0,5.

При этом напряжение возбуждения, снимаемое с обмотки в установившемся режиме, должно вдвое превышать такую величину напряжения на базе транзистора, которая соответствует точке перехода из режима усиления в режим ограничения.

Так как в этой точке амплитуда синусоидального импульса тока равна 1 *ма*, то падение напряжения $U_{\text{э.макс}}$ под воздействием этого импульса на сопротивлении эмиттерного перехода и сопротивлении R_4 равно:

$$U_{\text{э.макс}} = (r_э + R_4) I_{\text{макс}} \frac{\beta + 1}{\beta} = (30 + 360) \cdot 10^{-3} = 400 \ \textit{мв}.$$

Амплитуда напряжения на обмотке w_2 должна из условия ограничения вдвое превышать найденное значение:

$$U_{w2} = 2U_{\text{э.макс}} = 800 \ \textit{мв}.$$

Так как при этом импульс напряжения на обмотке w_1 составляет величину

$$U_{w1} = R'_к I_{\text{макс}} = 3{,}5 \ \textit{в},$$

то коэффициент трансформации $n = w_2/w_1$ можно определить как

$$n = \frac{U_{w2}}{U_{w1}} = \frac{800 \cdot 10^{-3}}{3{,}5} = 0{,}23.$$

Число витков обмотки w_2 определяется однозначно:

$$w_2 = w_1 n.$$

9. Генерирование сверхнизких частот

Задача формирования переменного напряжения сверхнизких частот (от десятков герц до долей герца) представляет определенные трудности в связи с тем, что при ее решении обычными способами приходится иметь дело с электрическими величинами элементов, выходящими за рамки общеупотребительных. В самом деле, генератор *LC*, рассчитанный на частоту 1 *гц*, должен иметь колебательный контур с величинами емкости и индуктивности, произведение которых равно 0,025 *ф·гн*. Наиболее реальное соотношение входящих в это произведение величин — это 25 *гн* и 1 000 *мкф*. По всей видимости, индуктивность в 25 *гн* может быть получена только при намотке на сердечник из трансформаторной стали или аналогичного по свойствам материала, а конденсатор емкостью 1 000 *мкф* должен быть электролитическим. Составление такой емкости из комплекта бумажных (не говоря уже о слюдяных) конденсаторов хотя и возможно, но вряд ли целесообразно.

Совершенно очевидно, что с точки зрения стабильности параметров колебательный контур, составленный из катушки с сердечником из трансформаторной стали и электролитического конденсасатора, не выдерживает критики. Несколько лучше обстоит дело

в случае использования на сверхнизких частотах *RC*-генераторов. При выполнении транзисторного *RC*-генератора на частоту 1 *гц* придется иметь дело с сопротивлениями фазовращающих цепей порядка 10 *ком* и конденсаторами емкостью порядка 2 *мкф*. Однако свойственные *RC*-генераторам недостатки усугубляются в этом случае вследствие применения низкостабильных бумажных конденсаторов.

Более целесообразным с технической точки зрения оказывается следующее решение. Автоколебательная система, определяющая результирующую стабильность частоты выходного напряжения, рассчитывается на более высокую частоту и выполняется одним из рассмотренных ранее способов. Частота автогенератора выбирает-

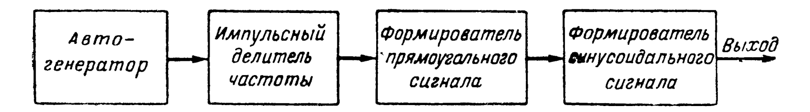


Рис. 19. Блок-схема генератора сверхнизких частот.

ся не слишком высокой, но в том диапазоне, в котором без излишних затрат удается получить заданную относительную стабильность. Далее прозводится деление первичной частоты до необходимого значения. В результате деления стабильность частоты результирующего сигнала не изменяется по сравнению с исходной. Частота делится обязательно импульсным способом, рассмотренным в § 20. Поскольку импульсный делитель частоты имеет выходное напряжение в виде периодически следующих остроконечных импульсов, то при необходимости его следует преобразовать с помощью триггера в напряжение прямоугольной формы со скважностью, равной 1. Если напряжение сверхнизкой частоты должно иметь синусоидальный характер изменения во времени, то после формирующего триггера следует включить емкостно-реостатный фильтр нижних частот или полосовой *RC*-фильтр. Блок-схема такого генератора сверхнизких частот изображена на рис. 19. Использование в схеме генератора резонансных делителей частоты и фильтров из реактивных элементов для выделения основной гармоники нецелесообразно по той причине, что на сверхнизких частотах эти элементы окажутся весьма громоздкими.

10. Генераторы — преобразователи напряжения

В некоторых случаях практики встречается задача преобразования постоянного напряжения в переменное с максимальным коэффициентом полезного действия и без предъявления серьезных требований к форме и стабильности частоты преобразованного напряжения.

В частном случае такая задача возникает, когда при наличии единственного источника питания в аппаратуре требуется получить второй источник постоянного тока, гальванически не связанный с основным.

Наиболее распространенный вариант транзисторного преобразователя напряжения изображен на рис. 20. Он представляет собой

двухтактный генератор с сильной положительной обратной связью и апериодической нагрузкой в виде ненастроенного трансформатора. Форма генерируемого напряжения — прямоугольная со скважностью, близкой к единице. Такая форма обусловлена глубокой

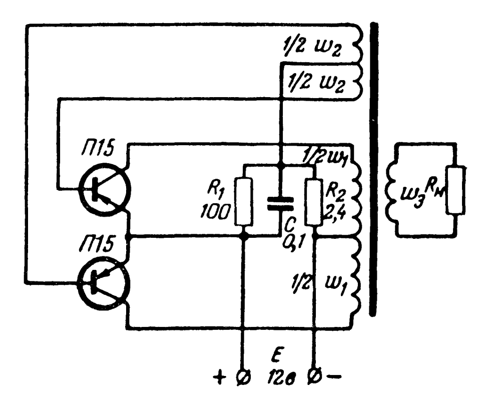


Рис. 20. Схема транзисторного преобразователя напряжения.

отсечкой коллекторного тока транзистора, возникающей в результате воздействия сильной положительной обратной связи.

Величина к. п. д. преобразователя достигает 70—80%.

Ориентировочный расчет такого преобразователя следует начинать с выбора типа транзисторов по заданной величине выходной мощности P. Для этого определяется максимальная величина импульса тока в коллекторной цепи транзистора:

$$I_m = \frac{P}{\eta E}.$$

Это значение тока не должно превышать предельно допустимого импульса коллекторного тока в режиме переключения для выбранного типа транзистора.

При выборе типа транзистора следует также иметь в виду, что максимальное значение коллекторного напряжения в схеме равно:

$$U_{\text{макс}} = 2E.$$

Рассеиваемая на каждом из транзисторов мощность не будет превышать величины

$$P_{\text{расс}} \leqslant \frac{1}{2} P (1 - \eta).$$

В качестве сердечников трансформаторов в преобразователях наиболее часто применяют либо Ш-образные сердечники из трансформаторной стали, либо тороидальные ферритовые. Типоразмер сердечника определяется исходя из требуемой площади сечения магнитопровода, которая вычисляется по формуле

$$Q_{\text{ст}} = \frac{11{,}7P}{B_m f \cdot \eta}.$$

Здесь B_m — значение индукции выбранного материала сердечника, соответствующее границе перехода его в область насыщения, *тл* (B_m для стали типа ХВП или ХТ-18 ориентировочно равно 0,8—1 *тл*, для ферритов B_m=0,2—0,3 *тл*).

Число витков одного плеча коллекторной обмотки определяется исходя из заданной частоты генерации и выбранного типа сердечника по формуле

$$w_1 = \frac{E \cdot 10^4}{4 f B_m Q_{\text{ст}}}.$$

Число витков одного плеча базовой обмотки определяется из ориентировочного соотношения

$$w_2 \geqslant w_1 \frac{P(R_1 + r_б + \beta_{\text{мин}} r_э)}{\eta E^2 \beta_{\text{мин}}},$$

где R_1 — сопротивление в цепи базы транзисторов (см. рис. 20); $r_б$ и $r_э$ — сопротивление базы и эмиттера транзистора;
$\beta_{\text{мин}}$ — минимальный коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером.

Число витков выходной обмотки преобразователя рассчитывается так, чтобы обеспечить заданную величину выходного напряжения.

Диаметры провода обмоток рассчитывают с учетом проходящих импульсов тока.

Глава вторая

МОДУЛЯТОРЫ И ДЕМОДУЛЯТОРЫ

11. Общие замечания

Переменное напряжение, генерируемое и усиливаемое рассмотренными ранее способами, в аппаратуре связи выполняет функцию переносчика информации. До тех пор, пока оно не промодулировано по одному из своих параметров в соответствии с характером передаваемого сообщения, полезной информации в нем не содержится.

Одно из основных звеньев аппаратуры связи представляют собой модуляторы. В них собственно говоря, и происходит превращение переменного напряжения как такового в сигнал, содержащий в себе в том или ином виде информацию, подлежащую передаче по каналу связи.

Модуляция синусоидального переменного напряжения заключается в преднамеренном изменении во времени одного из его физических параметров по закону, отражающему свойства передаваемого сообщения.

Так как любое гармоническое напряжение однозначно характеризуется тремя параметрами — амплитудой, частотой и фазой, то именно эти параметры и подвергаются изменению в процессе модуляции. В связи с этим различают три вида модуляции — амплитудную, частотную и фазовую. Однако следует четко представлять, что изменение одного из параметров синусоидального колебания в процессе модуляции приводит к изменению других его параметров. Со спектральной точки зрения этот процесс означает появле-

ние новых частот в составе модулируемого напряжения. Так, при амплитудной модуляции синусоидального напряжения результирующий сигнал содержит в своем спектре составляющие, отличающиеся по частоте от частоты модулируемого напряжения. При частотной модуляции амплитуда составляющей спектра, соответствующей по частоте немодулированному сигналу, может уменьшиться вплоть до нуля. Частотный же и фазовый способы модуляции связаны между собой еще более тесно, так как любое изменение фазы переменного напряжения во времени соответствует изменению частоты, и наоборот.

Все перечисленные взаимосвязи параметров модулированного сигнала находят четкое математическое изложение в теоретической литературе. Однако самые общие выводы теории непременно следует иметь в виду и в практической деятельности. В противном случае возможны досадные ошибки, ведущие к безвозвратной потере времени и средств.

Основное теоретическое положение, которым следует руководствоваться при разработке модуляторов и следующих за ними каскадов аппаратуры, заключается в том, что при любом виде модуляции спектр сигнала увеличивается, и в соответствии с этим должна быть выбрана полоса пропускания как самого модулятора, так и всех каскадов, через которые проходит модулированный сигнал.

12. Амплитудные модуляторы

Воздействие на амплитуду синусоидального напряжения довольно простыми техническими средствами допустимо в любой точке электрической цепи, где это напряжение существует. Благодаря этому амплитудный модулятор в отличие от частотного может быть элементом, независимым по отношению к генератору—источнику модулируемого напряжения.

По своей физической сущности амплитудный модулятор представляет собой нелинейный элемент, изменяющий амплитуду модулируемого синусоидального напряжения в соответствии с изменениями более низкочастотного и в общем случае несинусоидального модулирующего напряжения.

Точность соответствия огибающей модулированного напряжежения форме модулирующего сигнала определяется линейностью модуляционной характеристики.

На рис. 21,*а* изображен один из возможных вариантов построения амплитудного модулятора. В нем воздействие на амплитуду модулируемого напряжения U_1 происходит через изменение сопротивлений в прямом направлении диодов $Д_1$ и $Д_2$.

При относительно малой величине суммы пересчитанного в первичную обмотку трансформатора $Тр_2$ сопротивления нагрузки $R_н$ и сопротивления R_1, напряжение на нагрузке $R_н$ прямо пропорционально сопротивлению диодов в прямом направлении. Это утверждение справедливо лишь при малых амплитудах модулируемого напряжения U_1 на диодах, при которых вольт-амперную характеристику диода можно аппроксимировать отрезками прямой.

Принцип работы модулятора показан на рис. 21,*б*. К диодам $Д_1$ и $Д_2$ одновременно приложены модулируемое напряжение U_1 и модулирующее $U_{мод}$. Амплитуды этих напряжений должны отли-

чаться по крайней мере на порядок в пользу модулирующего напряжения. Как видно из рис. 21,*б*, каждому значению модулирующего напряжения ($U'_{мод}$, $U''_{мод}$ и $U'''_{мод}$) соответствует свой коэффициент передачи модулятора, определяемый крутизной вольт-амперной характеристики диодов в точках *1*, *2*, *3* соответственно.

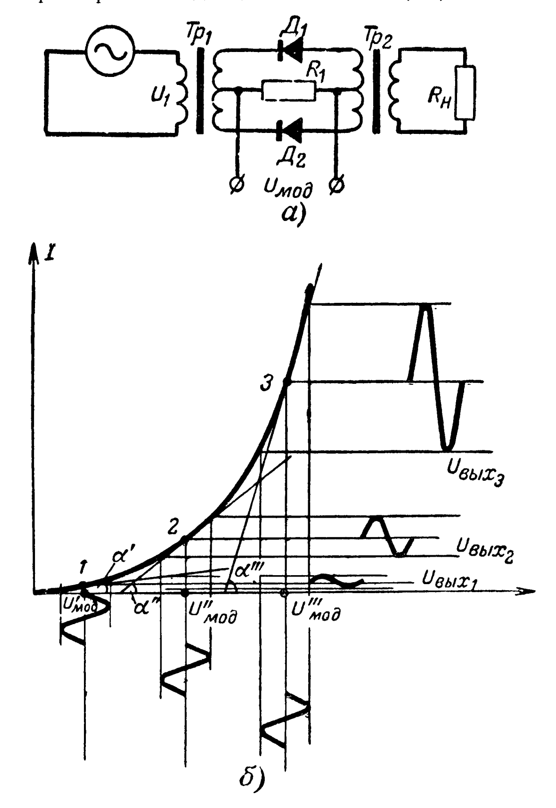


Рис. 21. Амплитудный модулятор.

а — принципиальная схема; *б* — пояснение принципа работы.

Для того чтобы модуляционная характеристика устройства была линейной, т. е. чтобы амплитуда выходного напряжения была пропорциональна мгновенному значению модулирующего напряжения, необходимо, чтобы нелинейные элементы (диоды) модулятора обладали квадратичной вольт-амперной характеристикой.

Полупроводниковые диоды типа *Д2*, *Д9* и т. п. обладают вольт-амперной характеристикой, близкой к квадратичной в диапазоне изменения прямого напряжения до 0,2—0,5 *в*, поэтому модулирующее напряжение должно лежать в этих же пределах. При двухполяр-

ном характере изменения модулирующего напряжения в схеме модулятора необходимо предусмотреть постоянное смещение, выводящее рабочую точку в средний участок модуляционной характеристики.

Следует иметь в виду, что при жестких требованиях и линейности модуляционной характеристики рассмотренный модулятор обладает большим затуханием по отношению к каждому из взаимодействующих напряжений.

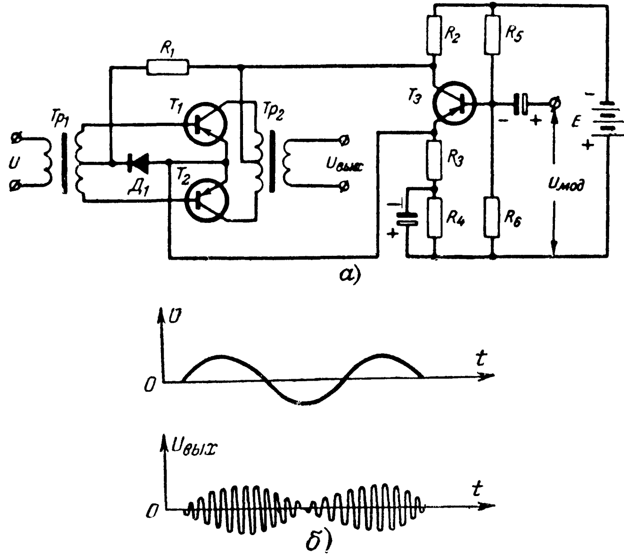


Рис. 22. Амплитудная модуляция на ограничителе.
а — схема модулятора; *б* — диаграммы напряжений.

Расчет модулятора ведется из следующих предпосылок. Входное сопротивление модулятора, отнесенное к вторичной обмотке трансформатора Tp_1, имеет переменную величину, изменяющуюся в процессе модуляции от 2—3 до 50—100 *ком.*

При величине сопротивления R_1 порядка 600 *ом* входное сопротивление модулятора в точках подключения модулирующего напряжения также переменно и изменяется в пределах от 300 до 600 *ом.* Сопротивление нагрузки, пересчитанное в первичную обмотку трансформатора Tp_2, должно равняться сопротивлению R_1.

Трансформатор Tp_1 может быть узкополосным и даже резонансным, трансформатор Tp_2 — апериодическим с полосой пропускания не менее 2 $F_{мод}$.

На рис. 22 приведена схема транзисторного модулятора с линейной модуляционной характеристикой, аналогичная по принципу действия анодным модуляторам на электронных лампах.

Модулятор содержит усилитель-ограничитель модулируемого напряжения (T_1, T_2) и усилитель модулирующего напряжения (T_3).

Поскольку выходное напряжение усилителя-ограничителя пропорционально его напряжению питания, то при изменении коллекторного напряжения ограничителя происходит линейная амплитудная модуляция выходного сигнала (рис. 22,*б*).

К преимуществам этой схемы можно отнести высокую степечь линейности модуляционной характеристики, определяемую лишь свойствами усилителя модулирующего сигнала (T_3), и высокий уровень выходного сигнала, освобождающий от необходимости его последующего усиления.

В системах с бинарным кодированием сигнала требования к линейности характеристик модуляторов полностью огпадают, по-

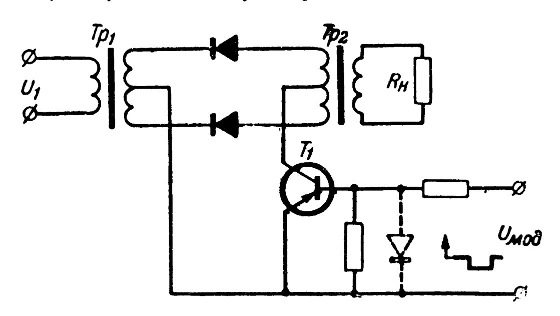


Рис. 23. Амплитудный модулятор, работающий в бинарном режиме.

скольку этому случаю кодирования соответствуют лишь два дискретных значения амплитудно-модулированного сигнала: а) сигнал отсутствует вообще или имеет постоянную амплитуду $U_{мин}$; б) амплитуда сигнала имеет постоянное значение $U_{макс}$.

Этим условиям удовлетворяют схемы амплитудных модуляторов на рис. 23 и 24, взаимно обратные по своим функциональным свойствам.

В схеме на рис. 23 модулирующий сигнал прямоугольной формы в момент своего активного значения должен быть приложен к базе транзистора отрицательной полярностью, в результате чего транзистор полностью открывается до состояния, при котором его сопротивление коллектор-эмиттер становится пренебрежимо малым по сравнению с пересчитанным в первичную обмотку трансформатора $Тр_2$ сопротивлением нагрузки $R'_н$. При этом средние точки обоих трансформаторов оказываются как бы замкнутыми между собой и в диодных плечах модулятора протекают полусинусоидальные импульсы тока, характерные для двухтактных схем. В выходной обмотке трансформатора $Тр_2$ эти импульсы создают напряжение синусоидальной формы.

При пассивном значении модулирующего напряжения ($U_{мод}=0$) транзистор T_1 заперт и ток в плечах модулятора отсутствует, так как во внутреннем контуре модулятора диоды включены встречно, а средние точки трансформаторов при запертом транзисторе не соединены друг с другом.

В основу расчета модулятора могут быть положены следующие соображения.

Амплитуда переменного напряжения на каждом плече вторичной обмотки входного трансформатора $Тр_1$ $U_{2\,макс}$ должна приближаться к номинальному напряжению питания транзистора (для транзисторов типа П13—П15 порядка 5—10 *в*).

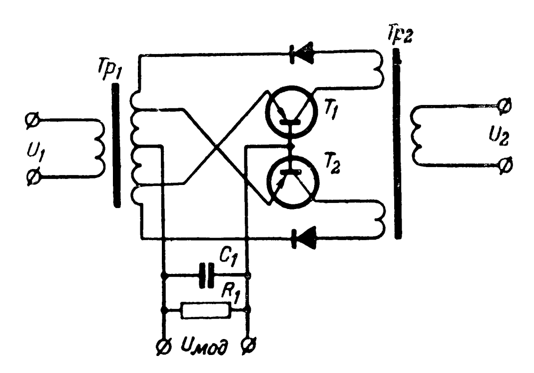


Рис. 24. Вариант схемы транзисторного амплитудного модулятора.

Пересчитанное в каждую половину обмотки трансформатора $Тр_2$ сопротивление нагрузки должно быть таким, чтобы импульс тока через транзистор был не менее 1 *ма*. Этому условию удовлетворяет соотношение

$$R'_{н} \leqslant \frac{U_{2\,макс}}{1 \cdot 10^{-3}} - r_{д}, \qquad (29)$$

где $U_{2\,макс}$ — амплитуда напряжения на выходной половине обмотки трансформатора $Тр_1$;

$R'_{н}$ — сопротивление нагрузки, пересчитанное через коэффициент трансформации трансформатора $Тр_2$ к половине его первичной обмотки;

$r_{д}$ — сопротивление диода при заданном импульсе тока.

Условие (29), на основании которого выбирается величина пересчитанного сопротивления нагрузки, определяется тем, что при большей величине пересчитанной нагрузки наблюдается «просачивание» переменного напряжения на выход модулятора, даже когда транзистор T_1 заперт, если температура окружающей среды превышает 40—50° С.

Индуктивные сопротивления обмоток трансформаторов на рабочей частоте модулятора должны быть примерно на порядок (т. е. в 10 раз) выше приведенных к этим обмоткам активных сопротивлений схемы.

Рассмотренный модулятор может управляться как однополярным, так и двухполярным импульсным напряжением. В последнем случае для симметрирования входного сопротивления модулятора параллельно эмиттерному переходу транзистора следует включить диод, показанный штриховой линией.

В качестве двухпозиционного модулятора, т. е. такого модулятора, у которого четко определены лишь крайние значения признака модуляции, может быть использована схема на рис. 21 в режиме, несколько отличном от ранее рассмотренного.

Амплитуда модулируемого напряжения в этом случае должна быть выбрана достаточно большой, с тем чтобы при отсутствии модулирующего сигнала (пассивная фаза) на выходе устройства имелся необходимый уровень напряжения. При активной фазе модулирующего напряжения последнее должно быть приложено к диодам в запирающем направлении и иметь величину, превышающую амплитуду переменного напряжения на половине вторичной обмотки трансформатора Tp_1. При этом выходное напряжение модулятора будет равняться нулю.

Таким образом, модуляторы на рис. 21 и 23 представляют собой как бы негативные по реакции на состояние модулирующего сигнала.

13. Частотные модуляторы

Воздействие на частоту переменного напряжения наиболее просто осуществить в месте его возникновения, поэтому частотные модуляторы, как правило, объединены с источником модулируемого напряжения.

В низкочастотной электронике частоту формируемого генератором напряжения изменяют главным образом путем изменения параметров частотоопределяющих элементов автогенератора: емкости, индуктивности и сопротивлений.

При дискретном характере модулирующего сигнала и ограниченном количестве его возможных состояний (в простейшем случае бинарного кода — два состояния) частотно-модулированный сигнал должен иметь соответствующее количество стационарных значений частоты. Если при этом допустим скачкообразный переход частоты генератора от одного модуляционного значения к другому, то схема модулятора вырождается в электромеханический или электронный коммутатор, в функции которого входит переключение дополнительных конденсаторов, сопротивлений или катушек индуктивности, подсоединяемых параллельно основным реактивным элементам контура, определяющего частоту генерации.

Вариант такого частотного модулятора, рассчитанного на управление бинарно-кодовым сигналом, показан на рис. 25.

В состав частотного модулятора входит LC-автогенератор, выполненный на транзисторе T_2 по ранее рассмотренной схеме, и модуляционный транзистор T_1 с коммутируемым конденсатором C_1.

При отсутствии управляющего напряжения на базе транзистора T_1 последний заперт и коммутируемый конденсатор C_1 отключен от контура. В этом случае частота генератора имеет верхнее стационарное значение. Воздействие отрицательного импульса модулирующего сигнала отпирает транзистор T_1, работающий в ключевом режиме, благодаря чему конденсатор C_1 оказывается подключенным по переменному напряжению параллельно основному конденсатору контура C_2, уменьшая частоту генератора до нижнего стационарного значения.

Емкость коммутируемого конденсатора C_1 выбирается такой, чтобы в процессе модуляции осуществлялся необходимый сдвиг частоты:

$$C_1 = 2C_2 \frac{\Delta f}{f}.$$

С другой стороны, реактивное сопротивление конденсатора C_1 $X_C = 1/\omega C_1$ должно быть не более 10—20 *ком*, в противном случае будет наблюдаться интенсивный температурный уход верхней частоты генератора, вызываемый изменением параметров транзистора. Если эти два условия совместно не выполняются при непосредственном подключении конденсатора C_1 к контуру, то подключать конденсатор следует к отводу от катушки индуктивности или к специально намотанной дополнительной обмотке.

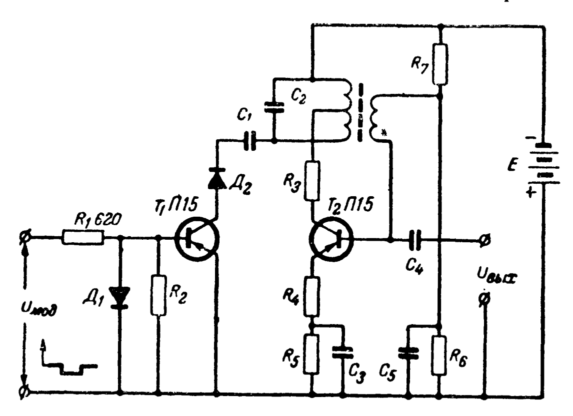


Рис. 25. Частотный модулятор, работающий в бинарном режиме.

Рассмотренная схема частотного модулятора обладает двумя недостатками, имеющими в некоторых случаях большое значение.

Первый из них заключается в том, что характер переходного процесса изменения частоты генератора от одного модуляционного значения к другому, по существу, неуправляем.

Второй недостаток состоит в скачкообразном изменении фазы модулированного напряжения, вызываемом резким изменением параметров колебательного контура. Скачок фазы в свою очередь вызывает искажение спектральных свойств сигнала в сторону увеличения мощности составляющих, далеко отстоящих от средней частоты генератора.

В этом отношении более предпочтительным является частотный модулятор, схема которого приведена на рис. 26,*а*.

Принцип его действия заключается в диодной коммутации дополнительных емкости и индуктивности, попеременно подключаемых к контуру автогенератора.

В отличие от предыдущего варианта, рассматриваемый модуля-

тор имеет линейный участок модуляционной характеристики (рис. 26,*б*).

Устройство содержит *LC*-генератор с колебательным контуром и собственно модулятор, состоящий из двух диодных мостиков $Д_1$—$Д_8$, коммутируемой емкости C_1 и индуктивности L_1, подключае-

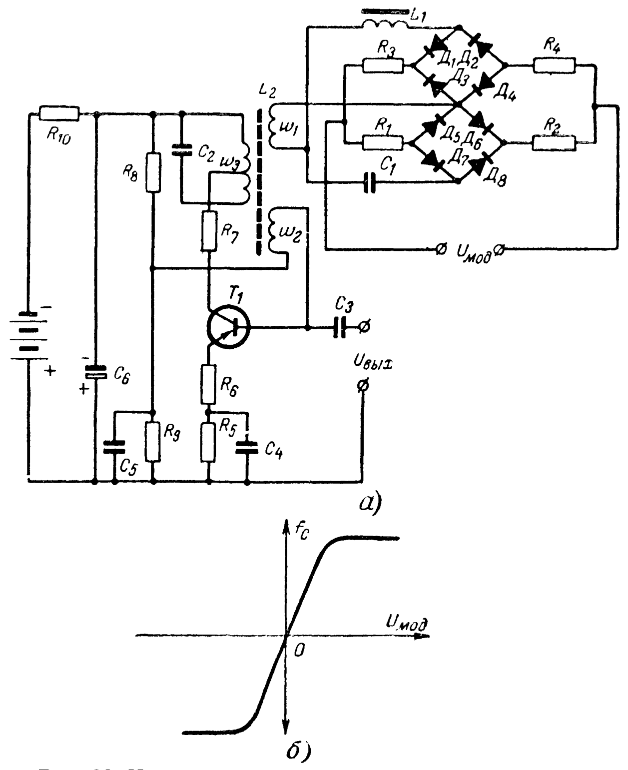


Рис. 26. Частотный модулятор с линейной модуляционной характеристикой.

а — схема модулятора; *б* — модуляционная характеристика.

мых к основному контуру генератора посредством трансформаторной связи.

При отсутствии модулирующего напряжения ($U_{мод}=0$) индуктируемое в обмотке w_1 переменное напряжение генератора создает ток в двух параллельных цепях, образуемых реактивными элементами L_1 и C_1 и соответствующими диодными мостиками.

Таким образом, в рассматриваемом случае оба реактивных элемента оказываются одновременно подключенными к контуру генератора. Тем не менее частота генератора при этом не отличается от резонансной частоты его колебательнего контура. Объясняется

это тем, что при резонансной частоте величины коммутируемых реактивных элементов должны удовлетворять условию

$$\omega_0 L_1 = \frac{1}{\omega_0 C_1}. \qquad (30)$$

При одновременном подключении к контуру генератора емкости и индуктивности, удовлетворяющих соотношению (30), частота последнего не изменится, так как воздействие этих элементов будет одинаковым по величине и противоположным по направлению (по знаку).

Появление модулирующего напряжения любой полярности приведет к запиранию соответствующего диодного мостика. При этом обнаружится преобладание воздействия одного из коммутируемых реактивных элементов на частоту генератора, которая и изменится в надлежащем направлении.

Расчет элементов рассматриваемого частотного модулятора ведется на основании следующих предпосылок.

Для уменьшения влияния параметров коммутирующих диодов на стабильность частоты генератора реактивное сопротивление коммутируемых элементов L_1 и C_1 должно выбираться близким к величине

$$\omega_0 L_1 = \frac{1}{\omega_0 C_1} = \sqrt{r_{\text{д.пр}}\, r_{\text{д.обр}}},$$

где $r_{\text{д.пр}}$ — прямое сопротивление диода, входящего в схему мостика, при токе порядка 1 *ма*;

$r_{\text{д.обр}}$ — обратное сопротивление диода постоянному току при максимальной рабочей температуре окружающей среды.

По найденной величине реактивного сопротивления определяются необходимые значения емкости C_1 и индуктивности L_1.

Коэффициент подключения модулятора к контуру генератора $n = w_1/w_3$ рассчитывается исходя из заданной девиации частоты Δf (половины полного сдвига частоты) и волнового сопротивления контура по формуле

$$n = \sqrt{\frac{2\Delta f C_2}{f C_1}}.$$

Величина согласующих сопротивлений R_1—R_4 имеет немаловажное значение с точки зрения оптимального коэффициента полезного действия модулятора по отношению к модулирующему сигналу (в данном случае под к. п. д. понимается отношение мощности модулированного сигнала в нагрузке к мощности соответствующего ему модулирующего сигнала). Дело в том, что ток в модуляционной цепи одновременно запирает один из мостиков модулятора и еще больше отпирает другой. При этом в точке перегиба модуляционной характеристики величина управляющего тока должна вдвое превосходить амплитуду импульса тока в каждом коммутируемом реактивном элементе, соответствующую случаю отсутствия модулирующего сигнала, а падение напряжения на двух согласующих сопротивлениях, включенных последовательно с отпертым мостиком, должно равняться амплитуде переменного напряжения на обмотке w_1.

Это падение напряжения и служит причиной, обусловливающей полное запирание другого мостика. Так как амплитуда импульса тока в цепи реактивного элемента (допустим, индуктивности) равна $I_{макс}=U_1/\omega L_1$ (здесь U_1 — напряжение на обмотке w_1), то величина каждого из согласующих сопротивлений определяется из соотношения

$$R_{1\div 4}=\frac{U_1}{2I_{макс}}=\frac{\omega L_1}{2}.$$

Если же источник модулирующего напряжения обладает запасом мощности, то величину согласующих сопротивлений следует выбирать меньшей по сравнению с расчетной. При этом улучшается линейность модуляционной характеристики. В случае использования рассмотренной схемы модулятора в системах с бинарным (двоичным) характером информации модулирующий сигнал прямоугольной формы должен подаваться на его вход через сглаживающий RC-фильтр нижних частот, имеющий границу среза на частоте, несколько превышающей (в $2\div 2{,}5$ раза) по величине половину ширины полосы пропускания тракта передачи модулированного сигнала. При отсутствии сглаживающего фильтра возможно скачкообразное изменение фазы напряжения генератора вследствие ударного воздействия прямоугольного фронта модулирующего импульса на параметры колебательного контура. Следует иметь в виду, что скачок фазы, возникший при модуляции, практически неустраним в последующих звеньях тракта, поэтому необходимо принимать меры к его уменьшению в месте его возможного возникновения.

Весьма интересен с точки зрения технического осуществления способ модуляции частоты генератора, основанный на изменении фазы напряжения обратной связи. Сущность его заключается в следующем. Любая автоколебательная система соответствует своему назначению лишь при обязательном выполнении двух условий: наличию в ней «баланса амплитуд» и «баланса фаз». Первое из них заключается в том, что в цепи «усилитель — четырехполюсник обратной связи» должен обеспечиваться коэффициент усиления, превышающий единицу. Второе условие сводится к тому, что на частоте генерации изменение фазы напряжения, создаваемое всеми элементами схемы от входа усилителя до выхода цепи обратной связи, замкнутой на входное сопротивление усилительного элемента, должно равняться $2\pi n$ *рад*, где n — целое число.

В низкочастотном LC-генераторе, выполненном по схеме с общим эмиттером, транзистор осуществляет изменение фазы коллекторного тока по сравнению с фазой напряжения (тока) возбуждения практически на 180° (π *рад*). Следовательно, остальная часть схемы должна изменить фазу напряжения еще на 180° по отношению к фазе коллекторного тока. Если напряжение на вход транзистора поступает непосредственно с обмотки, находящейся на катушке индуктивности контура, как это сделано в схеме на рис. 26,*а*, то поворот фазы напряжения обратной связи на 180° осуществляется соответствующим включением концов этой обмотки.

Если же напряжение обратной связи, снимаемое с обмотки контура, приобретает до поступления на вход усилительного элемента некоторый дополнительный к 180° сдвиг по фазе, то генерация может возникнуть лишь на той частоте, на которой колебательный контур за счет расстройки создает такой же по величине,

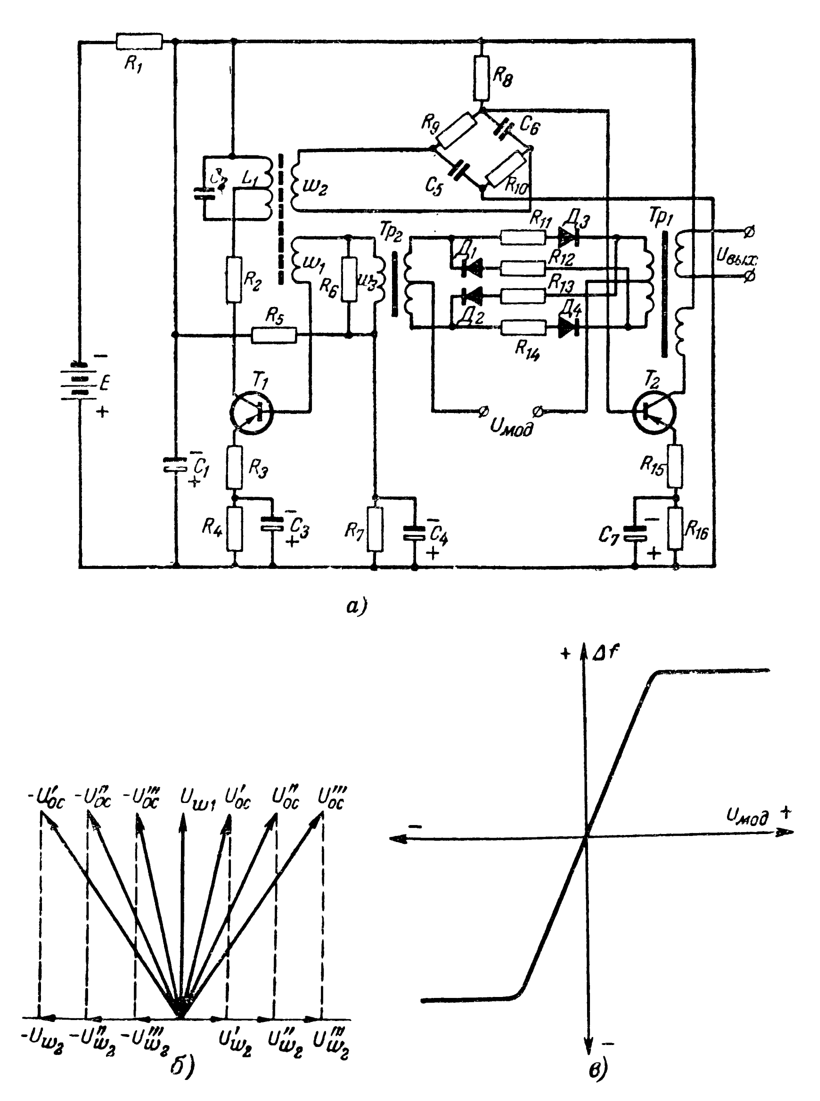


Рис. 27. Частотный модулятор с изменяющейся фазой напряжения обратной связи.

а — схема модулятора; *б* — векторная диаграмма напряжений обратной связи; *в* — результирующая модуляционная характеристика.

но обратный по знаку сдвиг фазы между током в контуре и напряжением на его реактивных элементах.

Таким образом, компенсация искусственно создаваемого сдвига фазы напряжения обратной связи может произойти только при условии генерации автоколебательной системы на частотах, отличающихся от собственной частоты контура. При этом подразумевается, что на частоте генерации сохраняется баланс амплитуд. Изменяя величину и знак сдвига фазы, вносимого дополнительным фазосдвигающим элементом, можно управлять частотой генерации колебательной системы в некотором диапазоне, прилегающем к резонансной частоте ее контура.

На этом принципе основана схема частотного модулятора, изображенная на рис. 27,*а*. В ней напряжение обратной связи генератора складывается из двух составляющих, одна из которых снимается с обмотки w_1 колебательного контура L_1C_2 и поступает на вход транзистора T_1 непосредственно, без дополнительного сдвига по фазе. Другая составляющая, снимаемая с обмотки w_2, предварительно сдвигается по фазе на 90° по отношению к первой с помощью фазовращателя $R_9R_{10}C_5C_6$, усиливается транзистором T_2 и после этого модулируется по амплитуде управляющим сигналом. В процессе амплитудной модуляции этой составляющей осуществляется также поворот ее фазы на 180° (инверсия) при изменении полярности модулирующего сигнала. Результирующее напряжение обратной связи U_{oc}, являющееся геометрической суммой двух сдвинутых по отношению друг к другу на 90° напряжений U_{w1} и U_{w3}, характеризуется векторной диаграммой, показанной на рис. 27,*б*. На ней векторы U'_{oc}, U''_{oc} и т. д. соответствуют различным значениям амплитуды выходного напряжения модулятора, снимаемого с обмотки w_3 трансформатора Tp_2. Модуляционная характеристика рассматриваемого частотного модулятора, приведенная на рис. 27,*в*, в некотором интервале частот линейна и симметрична относительно начала координат. Угол наклона этой характеристики можно регулировать, меняя соотношение амплитуд напряжений U_{w1} и U_{w3}. Практически эта регулировка осуществляется изменением величины сопротивления R_6. Суммарная величина этих напряжений выбирается несколько большей, чем в обычных генераторах, чтобы баланс амплитуд заведомо соблюдался на частотах, отличающихся от резонансной частоты контура.

В рассмотренной схеме модулятора максимальный относительный сдвиг частоты, который может быть получен в процессе модуляции, находится в обратной зависимости от добротности контура. Кроме того, чем выше добротность контура, тем больше изменяется модуль его эквивалентного сопротивления при расстройке и тем больше соответственно паразитная амплитудная модуляция.

14. Фазовые модуляторы

Фазовые модуляторы аналогично рассмотренным ранее амплитудным и частотным можно разбить на две основные группы: дискретные, работающие главным образом в бинарном режиме, и линейные, модуляционная характеристика которых на некотором своем участке свидетельствует о наличии пропорциональности между величиной приращения модулируемого параметра и амплитудой управляющего напряжения.

По характеру выполнения фазовые модуляторы более сходны с амплитудными, нежели с частотными; воздействие на фазу напряжения допустимо в любой точке электрической цепи, где это напряжение существует.

В качестве фазового модулятора, работающего в дискретном режиме, характеризуемом наличием лишь двух возможных значе-

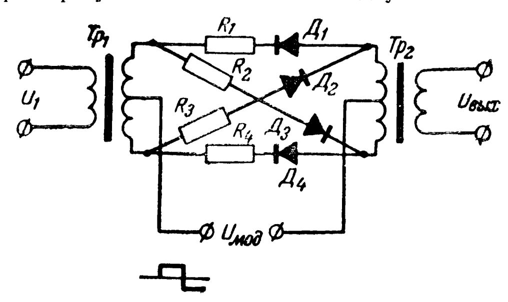


Рис. 28. Схема балансного модулятора.

ний модулируемого параметра (фазы), наиболее часто используется известная схема балансного модулятора, изображенная на рис. 28. Принцип ее действия заключается в том, что при одной полярности модулирующего напряжения $U_{мод}$ диоды $Д_1$, $Д_4$ или $Д_2$, $Д_3$ запираются этим напряжением и напряжение с выходной обмотки $Тр_1$ через другую пару диодов поступает на трансформатор $Тр_2$. При противоположной полярности модулирующего напряжения запирается другая пара диодов и напряжение с трансформатора $Тр_1$ поступает на трансформатор $Тр_2$ через открытые диоды в противоположной по сравнению с первым случаем фазе. Сопротивления, включенные последовательно с диодами, предназначены для уменьшения прямого прохождения сигнала при $U_{мод}=0$, вызываемого разбросом параметров диодов.

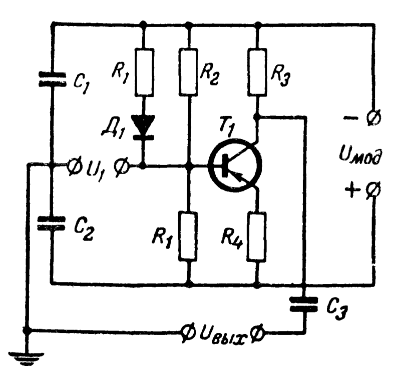


Рис. 29. Фазовый модулятор на транзисторе.

Функциональный аналог рассмотренного модулятора представляет собой схема, приведенная на рис. 29. Ее преимущество по сравнению с балансным модулятором заключается в отсутствии трансформаторов. Принцип работы схемы заключается в следующем.

Модулирующий сигнал $U_{мод}$ служит как бы источником питания транзистора T_1. При указанной на рис. 29 полярности модулирующего напряжения схема модулятора представляет собой по отношению к модулируемому напряжению U_1 усилитель с общим эмиттером, имеющий коэффициент усиления по напряжению поряд-

ка единицы. При этом выходное напряжение модулятора противоположно по фазе входному напряжению.

При обратной полярности модулирующего напряжения эмиттер и коллектор транзистора заменяют друг друга по выполняемым функциям. Это возможно лишь благодаря электрической симметрии транзистора как активного элемента. Электронная лампа таким свойством не обладает. В этом случае схема модулятора представляет собой по отношению к напряжению U_1 эмиттерный повторитель, функции эмиттера, которого выполняет коллектор транзистора. Каскад осуществляет усиление мощности входного напряжения U_1 без инверсии фазы.

Сопротивления R_1 и R_2 обеспечивают необходимое смещение на базу транзистора при его работе в режиме усилителя с общим эмиттером. При обратной полярности модулирующего напряжения, соответствующей режиму работы транзистора в схеме эмиттерного повторителя, соотношение величин этих сопротивлений должно измениться. Это осуществляется путем включения цепочки из диода $Д_1$ и сопротивления R_1 параллельно сопротивлению R_2.

Величины сопротивления R_3 и R_4 выбираются такими, чтобы при обоих состояниях схемы амплитуды ее выходного сигнала были одинаковыми.

Емкости конденсаторов C_1 и C_2 должны иметь такую величину, которая не слишком бы сказывалась на крутизне фронтов модулирующих импульсов, но в то же время была достаточно большой с точки зрения их реактивного сопротивления на частоте модулируемого сигнала.

Способы осуществления пропорциональной фазовой модуляции в техническом отношении более сложны, чем рассмотренные выше способы дискретной фазовой модуляции. Один из них, применяемый главным образом в телемеханике, основан на использовании электромеханических фазовращателей. Достоинство этого метода заключается в высокой степени линейности модуляционной характеристики, недостаток — ограниченное значение частоты модуляции, обусловленное инерционностью электромеханического привода.

Один из возможных вариантов осуществления пропорциональной фазовой модуляции рассмотрен в § 13. Сущность его заключается в геометрическом сложении векторов напряжений одинаковой частоты, сдвинутых один относительно другого на 90° (рис. 27,*б*).

Совершенно очевидно, что в нем отсутствует прямая пропорциональность между углом сдвига результирующего вектора и модулирующим фактором — амплитудой одного из участвующих в суммировании напряжений; пропорциональность этих двух переменных сохраняется лишь в малом диапазоне девиации фазы и именно в тех пределах, пока тангенс угла поворота результирующего вектора можно считать пропорциональным самому углу.

Следует отметить, что этот диапазон можно расширить путем умножения частоты модулированного по фазе напряжения. Дело в том, что при умножении частоты сигнала чистого тона, описываемого уравнением $U_{(t)}=U_m \sin(\omega t+\varphi)$, происходит одновременно умножение всех составляющих аргумента функции синуса, т. е. $U'_{(t)}=U_m \sin(n\omega t+n\varphi)$. Таким образом, действие умножения частоты увеличивает индекс фазовой модуляции.

15. Амплитудные демодуляторы

Функцию амплитудного демодулятора (детектора) выполняет любая выпрямительная схема при условии правильного выбора постоянной времени ее фильтрующей цепи. Один из возможных вариантов амплитудного детектора показан на рис. 30. В отличие от классических выпрямителей, которые выделяют только постоянную составляющую выпрямленного напряжения, амплитудные детекто-

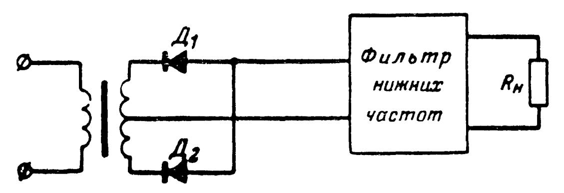


Рис. 30. Амплитудный демодулятор.

ры служат для получения напряжения, воспроизводящего огибающую модулированного сигнала, зачастую весьма сложную по своему спектральному составу. Постоянная составляющая демодулированного сигнала, как правило, не представляет интереса с точки зрения передачи информации.

По этой причине на выходе амплитудных демодуляторов включаются либо полосовые фильтры, либо фильтры нижних частот, которые подавляют ненужные спектральные составляющие напряжения на выходе модулятора, но в то же время минимально искажают спектр полезного сигнала.

Линейность характеристики демодулятора обеспечивается выбором надлежащего уровня сигнала на входе демодулятора.

16. Частотные демодуляторы

Демодуляция частотно-модулированного сигнала складывается, как правило, из двух операций: преобразования частотной модуляции в амплитудно-частотную и последующего амплитудного детектирования.

Первая из этих двух операций осуществляется с помощью воздействия демодулируемого сигнала на частотозависимую электрическую цепь, например, на колебательный контур, вторая — любым подходящим к конкретному случаю способом.

В низкочастотной электронике наиболее часто применяются двухконтурные частотные демодуляторы, схема одного из вариантов которых показана на рис. 31,*а*.

Принцип его действия заключается в следующем. В цепь генератора тока, имеющего высокое внутреннее сопротивление и возбуждаемого демодулируемым сигналом (например, в коллекторную цепь транзистора), включаются два резонансных контура, настроенных на частоты, одинаково отличающиеся в ту и другую сторону от средней частоты спектра модулированного сигнала (в частном случае — одинаково отличающиеся от несущей частоты модулированного сигнала). Каждый из этих контуров связан с соответствую-

щим амплитудным детектором, чаще всего выполняемым по схеме двухполупериодного выпрямления. Выходные напряжения обоих выпрямителей суммируются противофазно.

При возбуждении генератора тока сигналом с частотой, расположенной точно в середине между частотами настройки контуров,

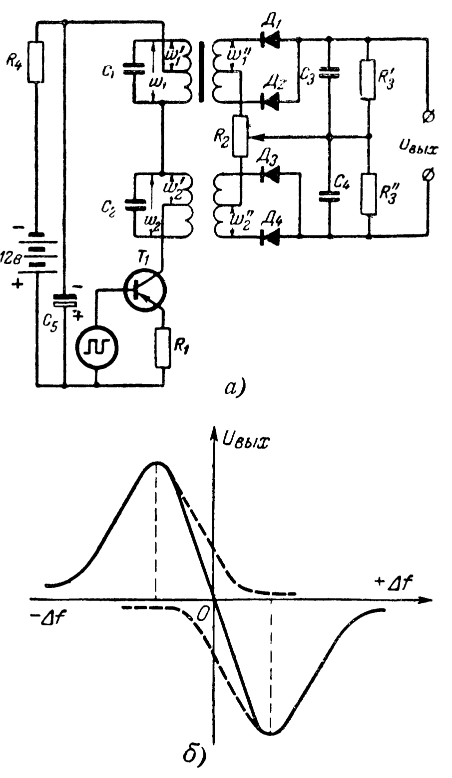


Рис. 31. Двухконтурный частотный демодулятор.

а — схема демодулятора; *б* — демодуляционная характеристика.

напряжение на обоих контурах одинаково по амплитуде, так как расстройка частоты возбуждения относительно резонансной частоты каждого контура в этом случае отличается только знаком. При этом и выпрямленные напряжения на выходах амплитудных детекторов также одинаковы по величине. Но так как эти напряжения включены в выходную цепь встречной полярностью, то суммарное выходное напряжение частотного демодулятора равняется нулю.

При смещении частоты возбуждения демодулятора в сторону резонансной частоты одного из контуров напряжение на последнем

возрастает, поскольку увеличивается эквивалентное сопротивление контура. В то же время напряжение на другом контуре падает. Аналогичным образом изменяются значения выпрямленных напряжений на сопротивлениях R'_3 и R''_3, приводя к появлению разностного напряжения на выходе демодулятора. При изменении знака расстройки частоты демодулируемого сигнала относительно средней частоты двухконтурного демодулятора изменяется и полярность выходного напряжения.

Уровень выходного сигнала пропорционален величине расстройки в пределах ее изменения, не выходящих за резонансные частоты контуров. Характер изменения выходного напряжения демодулятора в зависимости от величины и знака расстройки показан на рис. 31,*б*.

Необходимость возбуждения демодулятора генератором тока, имеющим высокое внутреннее сопротивление, вызвана стремлением уменьшить воздействие последнего на добротность колебательных контуров.

При проектировании двухконтурного частотного демодулятора можно стремиться к выполнению одного из следующих требований:

наилучшей линейности характеристики демодулятора в наибольшем диапазоне частот;

максимальной крутизне характеристики в точке ее перехода через начало координат;

максимальному перепаду мощности на выходе демодулятора при изменении частоты возбуждения от значения, соответствующего резонансу одного из контуров до резонансной частоты другого.

В общем случае совместное выполнение этих требований невозможно.

Рассмотрим условия выполнения каждого из перечисленных требований.

Резонансная кривая одиночного контура при относительно небольших расстройках, соответствующих рабочему спектру частот входного сигнала, достаточно точно описывается уравнением

$$\frac{U}{U_{рез}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q_{экв} \frac{2\Delta f}{f_{рез}}\right)^2}}, \qquad (31)$$

где Δf — расстройка контура относительно частоты его возбуждения;

U — напряжение на контуре, соответствующее текущему значению расстройки Δf;

$U_{рез}$ — напряжение на контуре в точке резонанса;

$Q_{экв}$ — эквивалентная добротность контура с учетом пересчитанного в него сопротивления нагрузки.

Наибольшей линейностью при малых изменениях частоты характеристика расстройки контура будет обладать в точках перегиба, там, где ее вторая производная по Δf изменяет свой знак. Этому случаю соответствует условие

$$Q_{экв} \frac{2\Delta f}{f_{рез}} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \qquad (32)$$

Следовательно, при проектировании частотного демодулятора с линейной характеристикой следует стремиться к тому, чтобы точка

ее перехода через нуль (средняя частота демодулятора) отстояла бы от частот настройки обоих контуров на величину

$$\Delta f = \frac{f_{рез}}{2\sqrt{2}Q_{экв}}. \quad (33)$$

В этом случае разнос частот настройки обоих контуров F равен удвоенной величине Δf:

$$F = 2\Delta f = \frac{f_{рез}}{Q_{экв}} \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (34)$$

Однако даже при выполнении условия (33) высокая степень линейности сохраняется лишь в небольшой части полосы частот F. Поэтому если при постановке задачи указана величина полного сдвига частоты модулированного сигнала, то разнос частот настройки контуров демодулятора F должен, во-первых, удовлетворять условию (34), и, во-вторых, быть больше заданного сдвига частоты $2\Delta f$ настолько, чтобы эффективная полоса частот демодулируемого сигнала укладывалась в линейной части характеристики. Совместное выполнение этих требований осуществляется путем уменьшения эквивалентных добротностей контуров демодулятора. Чем ниже добротность контуров, тем больший допускается разнос их резонансных частот и тем больше линейный участок характеристики. Ориентировочную же оценку нелинейности характеристики при выбранном отношении максимальной девиации частоты модулированного сигнала Δf к разносу частот настройки контуров можно произвести по обобщенной характеристике демодулятора, рассчитанной в соответствии с соотношениями (31)—(34) и изображенной на рис. 32.

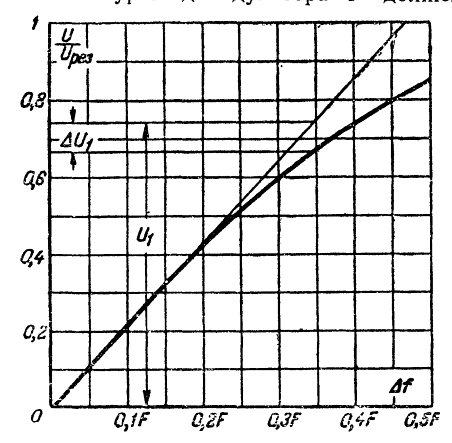


Рис. 32. Обобщенная демодуляционная характеристика двухконтурного частотного демодулятора.

Само собой разумеется, что слишком большое ухудшение добротности контуров демодулятора недопустимо, так как при этом ухудшаются его избирательные свойства, увеличивается асимметрия характеристики и уменьшается ее крутизна. Поэтому на практике приходится искать компромиссное решение, наилучшим образом удовлетворяющее всем требованиям одновременно. Несомненно также, что из всех возможных способов уменьшения добротности контуров демодулятора следует использовать только единственный — увеличение связи контура с нагрузкой. В остальном расчет демодулятора следует вести, руководствуясь методикой, изложенной в § 3.

Если при проектировании двухконтурного частотного демодулятора поставлена задача получения максимальной крутизны характеристики в точке ее перехода через нуль (такая задача характерна для систем с бинарным способом кодирования сигнала), то следует руководствоваться иной методикой расчета.

В этом случае сохраняет свою силу условие (34), с помощью которого может быть выбран при заданной добротности контуров оптимальный с точки зрения крутизны характеристики в нулевой ее точке разнос между частотами настройки контуров. Однако это условие содержит элемент неопределенности до тех пор, пока не установлено фактическое значение эквивалентной добротности контуров.

На первый взгляд кажется, что чем выше добротность контуров демодулятора, тем выше результирующая крутизна его характеристики. На самом же деле это не совсем так. Эквивалентная добротность контуров обусловлена в основном двумя сопротивлениями потерь: собственным сопротивлением ненагруженного контура и пересчитанным в контур сопротивлением нагрузки демодулятора.

При заданных параметрах колебательного контура увеличение его эквивалентной добротности возможно лишь путем уменьшения связи контура с нагрузкой и достигает в пределе парадоксального состояния — полного отсутствия связи между нагрузкой и контуром. Само собой разумеется, что как бы велика ни была в этом случае добротность контуров демодулятора, результирующая крутизна его характеристики при измерении на нагрузочных сопротивлениях будет равной нулю во всей полосе частот.

С другой стороны, увеличение связи нагрузки с контурами ухудшает добротность последних и в пределе также приводит к полному отсутствию работы демодулятора. Следовательно, максимальная крутизна характеристики демодулятора соответствует некоторой оптимальной величине связи нагрузки с колебательными контурами.

Расчет оптимальной связи ведется из условия максимального перепада мощности в сопротивлении нагрузки при малых расстройках вблизи средней частоты демодулятора. Результат расчета оказывается тривиальным, соответствующим любому случаю согласованного подключения нагрузки к генератору: пересчитанное в контур сопротивление нагрузки $R'_{\text{н}}$ должно равняться собственному резонансному сопротивлению контура $R_{\text{к.рез}}$:

$$R'_{\text{н}} = R_{\text{к.рез}};\ \gamma = \frac{R'_{\text{н}}}{R_{\text{к.рез}}} = 1.$$

Таким образом, если выбраны элементы колебательных контуров демодулятора и, следовательно, определена собственная добротность контуров $Q_{\text{к}}$, то условие максимальной крутизны характеристики демодулятора также однозначно определяет как степень связи контуров с нагрузкой, так и величину эквивалентной добротности контуров $Q_{\text{экв}} = Q_{\text{к}}/2$. Исходя из этого, вычисляется разнос между частотами настройки контуров F:

$$F = \frac{2f_{\text{ср}}}{\sqrt{2}Q_{\text{к}}}. \qquad (35)$$

В остальном расчет демодулятора ведется по методике, изложенной в § 3.

В некоторых случаях при заданном разносе частот настройки контуров демодулятора F требуется определить такую степень связи нагрузки с контуром, которой соответствовал бы максимальный перепад мощности в нагрузочном сопротивлении при изменении частоты возбуждения демодулятора от значения, соответствующего резонансу одного контура до частоты резонанса другого (максимальный перепад мощности в полной полосе демодулятора).

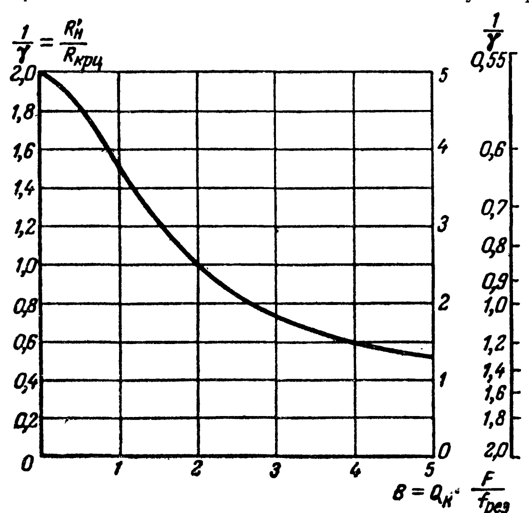


Рис. 33. Номограмма для расчета коэффициента связи нагрузки с контурами частотного демодулятора.

Анализ показывает, что этому случаю соответствует такая степень связи нагрузки с контуром демодулятора, при которой отношение пересчитанного в контур сопротивления нагрузки к резонансному сопротивлению ненагруженного контура $\gamma = R'_{\text{н}}/R_{\text{к.рез}}$ будет связано с величиной $B = Q_k \cdot \frac{F}{f_{\text{рез}}}$ зависимостью, изображенной в виде графика на рис. 33.

Следует отметить еще одно требование к двухконтурным частотным демодуляторам: характеристика демодулятора должна быть симметричной относительно точки ее перехода через нуль.

Это условие выполняется, если в уравнениях резонансной кривой обоих контуров (31) подкоренные выражения равны. Так как сдвиг резонансных частот контуров относительно частоты, соответствующей нулевой точке характеристики, обычно одинаков, то это требование сводится к выполнению равенства

$$\frac{Q_{\text{экв}1}}{f_{\text{рез}1}} = \frac{Q_{\text{экв}2}}{f_{\text{рез}2}}, \tag{36}$$

где $Q_{\text{экв}}$ и $f_{\text{рез}}$ — эквивалентная добротность и резонансная частота соответствующего контура. По этой причине оптимальная величина

связи нагрузки с контуром может быть обеспечена только для одного из контуров, например

$$Q_{экв1} = Q_{к1}\frac{1}{1+\gamma_1}.$$

Для другого же контура его связь с нагрузкой оказывается уже несколько отличающейся от оптимальной:

$$Q_{экв2} = \frac{f_{рез2}}{f_{рез1}}\frac{Q_{к1}}{1+\gamma_1}. \qquad (37)$$

Пример расчета двухконтурного частотного демодулятора с максимальной крутизной характеристики в точке ее перехода через нуль.

Дано: средняя частота демодулятора $f_{ср}=3\,000$ *гц*; напряжение питания $E=12$ *в*, транзистор типа П18; напряжение возбуждения транзистора имеет прямоугольную форму и скважность, равную 1; сопротивление нагрузки $R_з=1$ *ком*; сердечники катушки индуктивности ВЧК-22 типоразмера 36×25×0,76.

1. Так как в начале расчета результирующая добротность контуров неизвестна, вследствие чего нет возможности установить оптимальный разнос частот их настройки, то начальную стадию расчета будем вести, ориентируясь на одиночный контур, настроенный на среднюю частоту демодулятора $f_{ср}=3\,000$ *гц*. Погрешность, вносимая этим допущением, пренебрежимо мала.

2. Далее используем результаты расчета, приведенные в примере § 3 с третьего по тринадцатый пункт включительно.

3. В соответствии с условием максимальной крутизны характеристики демодулятора задаемся соотношением

$$\gamma = \frac{R'_н}{R_{к.рез}} = 1.$$

4. С учетом того, что в коллекторную цепь транзистора включены два контура с одинаковыми в средней точке характеристик демодулятора эквивалентными сопротивлениями, равными 0,815 $R_{к.рез}$, рассчитываем вспомогательный коэффициент P по формуле

$$P = k^2\frac{0,815(E-U_{ост})^2}{4R'_к}\frac{\rho^2\omega^2}{1+\gamma} =$$

$$= 43\cdot10^{-8}\frac{(12-0,5)^2\,0,815}{4\cdot380}\cdot\frac{2\,000^2\cdot1\,330^2}{1+1} = 1,08\cdot10^5.$$

Пояснения к этой формуле даны в п. 15 расчетного примера, приведенного в § 3.

5. Пользуясь номограммой рис. 9, находим величину сопротивления потерь на гистерезис:

$$r_г=39\ ом.$$

При этом полное сопротивление потерь в контуре равняется:

$$r_{общ}=r+r_г=28,3+39=67,3\ ом,$$

а собственная добротность контура $Q_к$ равна:

$$Q_к = \frac{\rho}{r_{общ}} = \frac{2\,000}{67,3} = 29,7.$$

6. Эквивалентная добротность контура определяется из соотношения

$$Q_{экв} = \frac{\rho}{r_{общ}(1+\gamma)} = \frac{2\,000}{67,3\,(1+1)} \approx 14,85.$$

7. Вычислив ориентировочное значение эквивалентной добротности контуров демодулятора, определяем оптимальный с точки зрения максимальной крутизны характеристики разнос частот их настройки:

$$F = \frac{2f_{ср}}{\sqrt{2}\,Q_{экв}} = \frac{2 \cdot 3\,000}{\sqrt{2} \cdot 14,85} = 268 \text{ гц}.$$

При этом каждый из контуров будет настроен соответственно на частоты

$$f_{рез1} = f_{ср} + \frac{F}{2} = 3\,000 + \frac{286}{2} = 3\,000 + 143 = 3\,143 \text{ гц};$$

$$f_{рез2} = f_{ср} - \frac{F}{2} = 3\,000 - \frac{286}{2} = 3\,000 - 143 = 2\,857 \text{ гц}.$$

8. Далее рассчитываем фактические значения индуктивностей, количество витков каждой катушки и волновые сопротивления каждого из контуров:

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_{рез1})^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 3\,143)^2\, 26\,600 \cdot 10^{-12}} = 0,098 \text{ гн};$$

$$L_2 = \frac{1}{(2\pi f_{рез2})^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 2\,857)^2\, 26\,600 \cdot 10^{-12}} = 0,117 \text{ гн};$$

$$w_1 = A\sqrt{L_1} = 129 \cdot \sqrt{98} = 1\,280 \text{ витков};$$

$$w_2 = A\sqrt{L_2} = 129 \cdot \sqrt{117} = 1\,398 \text{ витков};$$

$$\rho_1 = \frac{1}{2\pi f_{рез1} C} = \frac{1}{2\pi \cdot 3\,143 \cdot 26\,600 \cdot 10^{-12}} = 1\,900 \text{ ом};$$

$$\rho_2 = \frac{1}{2\pi f_{рез2} C} = \frac{1}{2\pi \cdot 2\,857 \cdot 26\,600 \cdot 10^{-12}} = 2\,100 \text{ ом}.$$

9. Определяем величину сопротивления нагрузки R_3, отнесенную к половине обмотки двухполупериодного выпрямителя. Так как сопротивление нагрузки выпрямителя блокировано относительно большой для частоты демодулируемого сигнала емкостью, то выпрямленное напряжение на сопротивлении R_3 фактически равно амплитудному значению переменного напряжения на полуобмотке.

Следовательно, величина приведенного к полуобмотке сопротивления нагрузки R_3 равна:

$$R_н = \frac{R_3}{2} = 500 \text{ ом}.$$

10. Определяем коэффициент связи нагрузки с первым контуром демодулятора:

$$n_{\text{св}1} = \sqrt{\frac{Q_{\text{к}}\rho_1}{R_{\text{н}}}} = \sqrt{\frac{29{,}7 \cdot 1\,900}{500}} = 10{,}6.$$

Число витков каждого плеча выпрямительной обмотки при этом (рис. 31,*а*) равно:

$$w''_1 = \frac{w_1}{n_{\text{св}1}} = \frac{1\,280}{10{,}6} = 121 \text{ виток.}$$

11. Из условия симметрии характеристики находим коэффициент связи нагрузки со вторым контуром:

$$n_{\text{св}2} = \sqrt{\frac{\rho_2 Q_{\text{к}}}{R_{\text{н}}\left[\frac{f_{\text{рез}1}}{f_{\text{рез}2}}(1+\gamma_1) - 1\right]}} =$$

$$= \sqrt{\frac{2\,100 \cdot 29{,}7}{500\left[\frac{3\,143}{2\,857}(1+1) - 1\right]}} = 10{,}2.$$

При этом число витков каждого плеча выпрямительной обмотки второго контура равно:

$$w''_2 = \frac{w_2}{n_{\text{св}2}} = \frac{1\,398}{10{,}2} = 137 \text{ витков.}$$

12. Далее находим коэффициент включения первого контура в коллекторную цепь транзистора:

$$n_{\text{отв}1} = \sqrt{\frac{R'_{\text{к}} r_{\text{общ}}(1+\gamma)}{2\rho_1^2}} = \sqrt{\frac{380 \cdot 67{,}3\,(1+1)}{2 \cdot 1\,900^2}} = 0{,}0845,$$

и число витков обмотки контура до отвода w'_1:

$$w'_1 = w_1 n_{\text{отв}1} = 1\,280 \cdot 0{,}0845 = 108 \text{ витков.}$$

13. Коэффициент включения второго контура в коллекторную цепь транзистора определяем из условия симметрии характеристики демодулятора:

$$n_{\text{отв}2} = \frac{n_{\text{отв}1} n_{\text{св}1}}{n_{\text{св}2}} = \frac{0{,}0845 \cdot 10{,}6}{10{,}2} = 0{,}0877.$$

При этом число витков w'_2 определяется следующим образом:

$$w'_2 = w_2 n_{\text{отв}\,2} = 1\,398 \cdot 0{,}0877 = 122 \text{ витка.}$$

Следует отметить, что в связи с некоторым разбросом величины магнитной проницаемости альсиферовых сердечников для повышения точности расчета данные обмоток w, w' и w'' желательно определять не через отношения чисел витков, а через отношения соответствующих индуктивностей. При практической же намотке катушек следует проверять соответствие индуктивности каждой обмотки расчетным данным.

На рис. 34 изображен частотный демодулятор с одиночным колебательным контуром, настроенным на среднюю частоту демодулируемого сигнала. Принцип действия одноконтурного демодулятора отличается от рассмотренного выше и заключается в том, что на содержащийся в нем фазовый демодулятор на диодах $Д_1$ и $Д_2$, поступают переменные напряжения, снимаемые со входа последова-

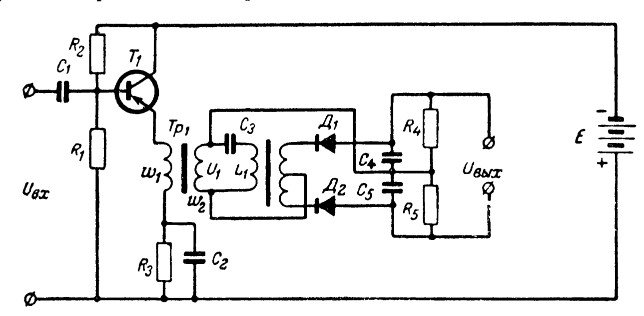


Рис. 34. Частотный демодулятор с одиночным контуром.

тельного колебательного контура L_1C_3 и с одного из его реактивных элементов. При соответствии частоты возбуждения демодулятора резонансной частоте контура эти напряжения сдвинуты по фазе на 90°, в результате чего выходное напряжение демодулятора равно 0. Изменение частоты возбуждения приводит к дополнительному сдвигу фаз входных напряжений детектора и к появлению постоянного напряжения той или иной полярности на его входе.

В ряде случаев при построении схем частотных демодуляторов применяются апериодические избирательные цепи, в частности изображенный на рис. 35,*а* двойной Т-образный мост. Характерная особенность такого моста состоит в ярко выраженном провале его частотной характеристики в точке, соответствующей балансу моста.

В рассматриваемом случае это свойство используется следующим образом. Частотно-модулированный сигнал с бинарным характером модуляции подается на вход двойного Т-образного моста, рассчитанного так, чтобы частота минимума его коэффициента передачи совпадала с одной из частот девиации сигнала f_1 (рис. 35,*б*). Если подвести ко входным зажимам моста напряжение частоты f_1, то выходное напряжение оказывается весьма низким, во всяком случае в несколько раз меньшим, чем при воздействии сигнала, имеющего частоту f_2, т. е. другую частоту девиации. Таким образом, частотно-модулированный сигнал при прохождении через мост одновременно приобретает признаки амплитудной модуляции. После этого сигнал усиливается и демодулируется любым амплитудным демодулятором.

При расчете избирательного RC-моста следует руководствоваться следующими соображениями. Наибольшая его «добротность» (острота минимума) обеспечивается при выполнении условий:

$$R_1 = R_2 = 4R_3; \qquad (38)$$

$$C_1 = C_2 = C_3. \qquad (39)$$

Настройка фильтра на заданную частоту баланса $f_б = \omega_б / 2\pi$ осуществляется выбором величин его элементов в соответствии с соотношением

$$R^2_{1,\,2} C^2_{1,\,2,\,3} = \frac{2}{\omega_б}. \qquad (40)$$

При этом модуль входного сопротивления моста равняется

$$Z_{вх} = \frac{R_{1,2}}{\sqrt{3}}.$$

Выходное сопротивление моста имеет такой же порядок. Учитывая, что избирательность двойного Т-образного моста тем выше,

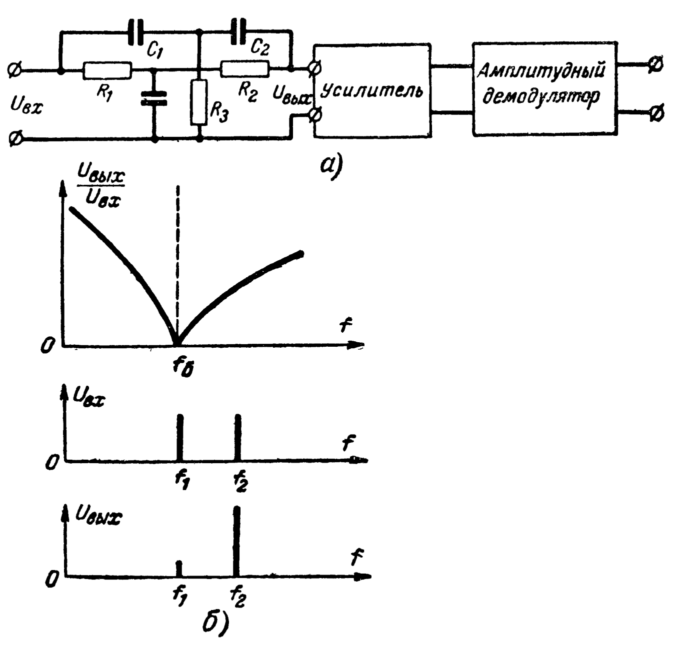


Рис. 35. Частотный демодулятор с апериодической избирательной системой.

а — схема двойного Т-образного моста; *б* — обобщенная частотная характеристика затухания двойного Т-образного моста.

чем больше отношение сопротивления его нагрузки к выходному сопротивлению, следующий за мостом усилитель должен обладать максимально высоким входным сопротивлением. По этой же причине следует стремиться к уменьшению величин сопротивлений моста при соответствующем увеличении емкостей. При этом соотношения (38), (39) и (40) должны выполняться непременно.

17. Фазовые демодуляторы

Значительное отличие фазовых демодуляторов от амплитудных и частотных заключается в том, что для их работы необходимо, кроме демодулируемого сигнала, наличие второго напряжения такой же частоты, но имеющего неизменную фазу. Это напряжение, называемое опорным, служит как бы «эталоном», с которым в демодуляторе сравнивается демодулируемый сигнал. Результат сравнения проявляется в виде напряжения переменной величины и полярности на выходных зажимах демодулятора.

Одна из наиболее употребительных схем фазовых демодуляторов (фазовых детекторов) представляет собой схему рассмотренного ранее кольцевого модулятора. Ее положительное свойство состоит в электрической симметрии, благодаря которой отсутствует прямое прохождение обоих взаимодействующих в процессе демодуляции напряжений на выход демодулятора. Это обстоятельство облегчает последующую фильтрацию демодулированного сигнала.

Схема кольцевого фазового детектора приведена на рис. 36,*а*.

Принцип действия детектора наиболее простым образом поясняется в том случае, когда оба его входных напряжения равны по амплитуде и имеют прямоугольную форму со скважностью, равной единице (см. временные диаграммы напряжений на рис. 37).

При отсутствии одного из взаимодействующих напряжений U_1 и U_2, например, при отсутствии напряжения U_1, выходное напряжение детектора равно нулю.

Этому случаю соответствует эквивалентная схема детектора рис. 36,*б*, составленная в предположении, что $U_1=0$ и что мгновенное значение напряжений U'_2 соответствует изображенной на схеме полярности. Диоды $Д_3$ и $Д_4$ из схемы исключены, поскольку при указанной на рисунке полярности приложенных к ним напряжений они оказались запертыми. Анализ полученной схемы показывает, что в случае, если $R_1=R_3$ и $U'_2=U''_2$, ток в нагрузочном сопротивлении отсутствует. В самом деле, при равенстве сопротивлений R_1 и R_3 (прямыми сопротивлениями диодов можно пренебречь) и напряжений U'_2 и U''_2 разность потенциалов между точками *1* и *2* равна нулю, так как схема относительно этих точек оказывается симметричной. Аналогичная картина наблюдается и в случае противоположной полярности напряжения U_2, а также в случае воздействия на схему только одного напряжения U_1.

При воздействии на детектор обоих напряжений одновременно, например при соотношении фаз, которое соответствует указанному на рис. 36,*в*, а также при выполнении условия $U'_1=U''_1=U'_2=U''_2=E$, эквивалентная схема детектора приобретает вид, изображенный на рис. 36,*в*.

При одновременной инверсии фазы напряжений U_1 и U_2 полярность напряжения на сопротивлении нагрузки не изменяется. Изменение же фазы только одного напряжения на 180° приводит к изменению полярности напряжения на нагрузке. Это обстоятельство отражено на временных диаграммах рис. 37. Таким образом, точному совпадению фаз напряжений U_1 и U_2 соответствует определенная полярность постоянного напряжения на выходе детектора (рис. 37,*а*), изменению фазы одного из этих

напряжений на 180° соответствует противоположная полярность выходного напряжения (рис. 37,*б*). Если напряжения U_1 и U_2 сдвинуты друг относительно друга по фазе на 90°, то выходное напряжение детектора не содержит постоянной составляющей (рис. 37,*в*)

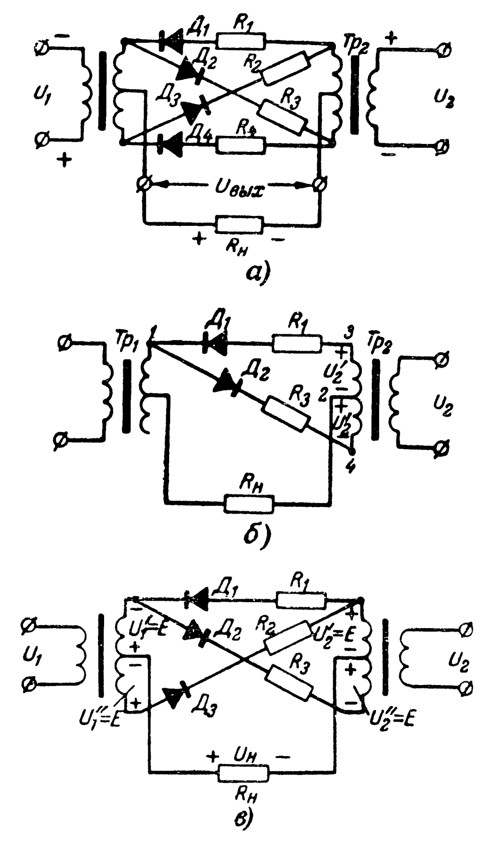


Рис. 36. Балансный фазовый демодулятор.

а — принципиальная схема демодулятора; *б* — эквивалентная схема демодулятора, соответствующая случаю $U_1=0$; *в* — эквивалентная схема демодулятора, соответствующая указанной на рис. 36,*а* полярности входных напряжений.

и результат детектирования равен нулю. При всех промежуточных соотношениях фаз постоянная составляющая выходного напряжения принимает также промежуточные значения от нуля до максимума, зависящие от величины сдвига фаз (рис. 37,*г*).

Если к фазовому детектору предъявляется требование максимального коэффициента полезного действия по отношению к сумме

мощностей подводимых сигналов U_1 и U_2, то сопротивления R_1—R_4, как и во всех прочих случаях, должны быть одинаковыми, напряжения на обоих плечах обмоток трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$ равны, а величина сопротивления нагрузки должна соответствовать условию

$$R_н = \frac{R_{1-4}}{\sqrt{6}}. \qquad (41)$$

Это соотношение получено на основании следующих простых рассуждений. Если в схеме на рис. 36,*в* $R_н=0$ (средние точки транс-

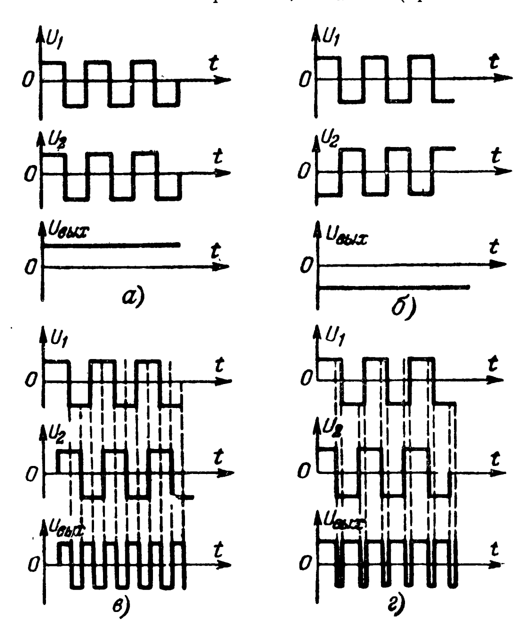


Рис. 37. Временные диаграммы напряжений балансного фазового демодулятора.

форматоров замкнуты накоротко), то к сопротивлению R_1 приложено напряжение $2E$, равное сумме напряжений верхних полуобмоток трансформаторов, а сумма напряжений на сопротивлениях R_2 и R_3 при этом равна нулю (напряжения одинаковы по величине, но противоположны по полярности).

На сопротивлении $R_н$ возникает падение напряжения $U_н$ за счет тока, протекающего в контуре $Д_1$—R_1—$R_н$.

Напряжение $U_н$ открывает диоды $Д_2$ и $Д_3$, в результате чего сопротивления R_2 и R_3 оказываются подключенными параллельно сопротивлению $R_н$.

Таким образом, рассматриваемая схема может быть заменена ее эквивалентным вариантом рис. 38, в котором источник напряже-

ния $2E$ с внутренним сопротивлением R_1 питает одновременно три параллельно включенных сопротивления $R_н$, R_2 и R_3, последние два из которых одинаковы по величине и равны R_1. Анализ полученной схемы приводит к соотношению (41), причем максимальное значение к. п. д. оказывается равным 10,1%.

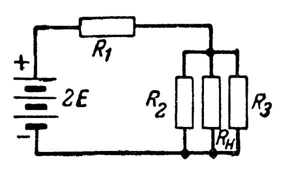


Рис. 38. Эквивалентная схема фазового демодулятора.

Рассмотренный случай использования фазового детектора характерен для систем телемеханики. В системах связи к фазовым детекторам предъявляется, как правило, требование максимального коэффициента передачи мощности по отношению только к одному из подводимых напряжений (например, U_1). В этом случае другое напряжение (коммутирующее) должно значительно превосходить коммутируемое (по крайней мере на порядок), благодаря чему работа детектора будет происходить в режиме, очень близком к показанному на эквивалентной

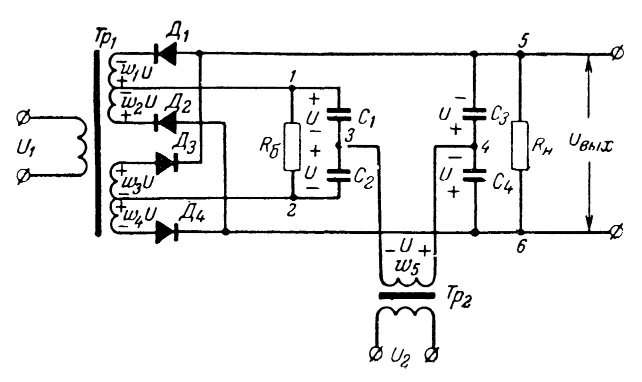


Рис. 39. Схема фазового детектора с балластным сопротивлением.

схеме рис. 36,*б*. При этом коэффициент полезного действия детектора по отношению к сигналу U_1 тем больше, чем меньше сопротивления R_1—R_4 по сравнению с $R_н$.

Как указывалось, в следящих системах к детекторам часто предъявляется требование максимального к. п. д. по отношению к сумме мощностей обоих взаимодействующих в нем напряжений. В этом смысле фазовый детектор балансного типа, имеющий к. п. д. порядка 10%, не будет оптимальным.

Значительно более высоким к. п. д. обладает фазовый детектор, схема которого приведена на рис. 39. В оптимальном режиме работы напряжения на его оботках w_1—w_4 должны быть одинаковыми по амплитуде, прямоугольными по форме и попарно инвертированными по фазе в соответствии с указанной на схеме полярностью мгновенных значений. Сопротивление нагрузки $R_н$ должно быть равно балластному сопротивлению $R_н = R_б$. Второе сравнивае-

мое напряжение, снимаемое с обмотки w_5 трансформатора Tp_2, равно по амплитуде напряжению на любой из обмоток w_1—w_4 и также прямоугольно по форме.

При выполнении указанных условий к. п. д. детектора, измеряемый как отношение мощности демодулированного сигнала на нагрузочном сопротивлении к суммарной мощности сравниваемых сигналов, близок к 50%. На балластном сопротивлении $R_б$ выделяется выпрямленное напряжение $2U$, равное удвоенной амплитуде напряжения на каждой из полуобмоток w_1—w_4. Величина и полярность балластного напряжения при неизменной амплитуде U_1 вообще не изменяются в процессе работы детектора при любом фазовом соотношении сравниваемых сигналов и любой амплитуде напряжения на обмотке w_5, пока это напряжение не превышает значения U.

На сопротивлении нагрузки имеется напряжение, равное $2U$. При одновременной смене полярностей мгновенных значений напряжений U_1 и U_2 полярность напряжения на нагрузке не изменяется. Если же в некоторый момент времени изменится полярность только одного из входных напряжений детектора, то это приведет одновременно к смене полярности выходного напряжения.

Так как по отношению к выпрямленному детектором току сопротивления $R_б$ и $R_н$ включены последовательно, то равенство напряжений на них может быть только в случае равенства самих сопротивлений. Из этой предпосылки следует также, что подводимая к детектору мощность делится поровну между сопротивлением нагрузки и балластным сопротивлением $R_б$ (если диоды считать идеальными вентилями). Отсюда и значение коэффициента полезного действия — 50%.

Сущность работы рассматриваемого детектора заключается в следующем. По отношению к напряжению сигнала U_2 схема работает как бы выпрямителем с удвоением выпрямленного напряжения на конденсаторах C_3 и C_4. Однако в отличие от обычного выпрямителя с удвоением напряжения здесь осуществляется синхронное переключение одного из выходных зажимов источника выпрямляемого напряжения (конец *3* обмотки w_5). Благодаря этому появляется возможность изменения полярности выпрямленного напряжения на нагрузке. Совершенно очевидно, что в пассивной схеме коммутации мощность коммутирующего сигнала должна быть не менее (в оптимальном случае — равной) мощности коммутируемого.

Так как в процессе работы детектора не происходит изменения полярности напряжения на конденсаторах C_1 и C_2, последние могут быть электролитическими и иметь сколь угодно большую емкость.

Конденсаторы C_3 и C_4 подключены параллельно сопротивлению нагрузки детектора, на котором выделяется демодулированный сигнал, в общем случае представляющий собой меняющееся по величине и знаку напряжение. Поэтому максимальная емкость конденсаторов C_3 и C_4 ограничена таким значением, при котором не происходит еще недопустимого ограничения спектра демодулированного сигнала.

В некоторых случаях практического использования рассмотренного фазового детектора может быть достигнут к. п. д., близкий к 100%. Один из таких случаев реализуется включением вместо балластного сопротивления источника э. д. с., имеющего на своих зажимах напряжение, равное возникающему на балластном сопро-

тивлении при наличии последнего в схеме. При этом затраты энергии в балластной цепи будут отсутствовать, режим работы источника сигнала будет соответствовать холостому ходу. Второй вариант повышения результирующего к. п. д. детектора заключается в использовании балластного напряжения для питания усилителя, формирующего один из входных сигналов детектора.

При этом балластная мощность преобразуется в полезную мощность второго сравниваемого сигнала U_2, а функцию балластного сопротивления выполняет оконечный усилитель этого сигнала. Последний вариант повышения к. п. д. детектора может быть реализован лишь в том случае, если величина балластного напряжения лежит в диапазоне допустимых напряжений питания транзисторных схем (5—50 *в*).

В заключение следует отметить, что оба рассмотренных варианта фазовых детекторов успешно работают не только при возбуждении сигналом прямоугольной формы. Их работоспособность сохраняется при несколько ухудшенных энергетических показателях и в случае фазового детектирования переменных напряжений любой формы, в том числе и синусоидальной.

Глава третья
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

18. Сложение частот двух сигналов

Один из случаев преобразования частоты переменного напряжения состоит в алгебраическом суммировании частоты одного напряжения с частотой другого (опорного).

Суммирование частот двух напряжений может быть выполнено с помощью любого нелинейного элемента электрической цепи. В частности, простейшим преобразователем может служить, например, полупроводниковый диод, на который одновременно подаются два взаимодействующих напряжения.

Однако в низкочастотной электронике к преобразователям частоты предъявляются некоторые дополнительные требования, вынуждающие обращаться к более сложным схемам. Эти требования сводятся главным образом к тому, чтобы результирующий преобразованный сигнал содержал минимум мощности основных участвующих в преобразовании напряжений.

Наилучшим образом эту задачу выполняет кольцевой модулятор, принцип работы которого был рассмотрен в § 14.

Рассматривая временные диаграммы на рис. 37, отражающие работу кольцевого модулятора в режиме фазового детектирования, можно убедиться в том, что он попутно выполняет функции преобразования частоты.

В самом деле, при равенстве частот, подводимых к модулятору напряжений $f_{U1}=f_{U2}$, его выходное напряжение содержит постоянную составляющую и составляющую, частота которой вдвое превышает частоты каждого из входных напряжений. Но частота постоянной составляющей, равная нулю, представляет собой разность частот f_{U1} и f_{U2}, в то время как удвоенная частота соответствует сумме f_{U1} и f_{U2}.

Если же частоты входных напряжений U_1 и U_2 отличаются одна от другой, то постоянная составляющая в спектре выходного сигнала будет отсутствовать, однако вместо нее появится переменное напряжение с частотой

$$f=f_{U1}-f_{U2}\neq 0$$

и сохраняется суммарная составляющая с частотой

$$f'=f_{U1}+f_{U2}.$$

В электрическом отношении работа кольцевого преобразователя частоты не отличается от работы балансного фазового детектора. По этой причине, а также в связи с тем, что рассматриваемая тема достаточно хорошо освещена в учебно-технической литературе, более подробное ее изучение в настоящей книге нецелесообразно.

19. Умножители частоты

Наиболее распространенный способ умножения основной частоты электрического сигнала представляет собой выделение избирательными системами содержащихся в нем высших гармонических составляющих. Поскольку синусоидальное или косинусоидальное напряжение принципиально не может содержать высших гармоник, его форму предварительно искажают с таким расчетом, чтобы

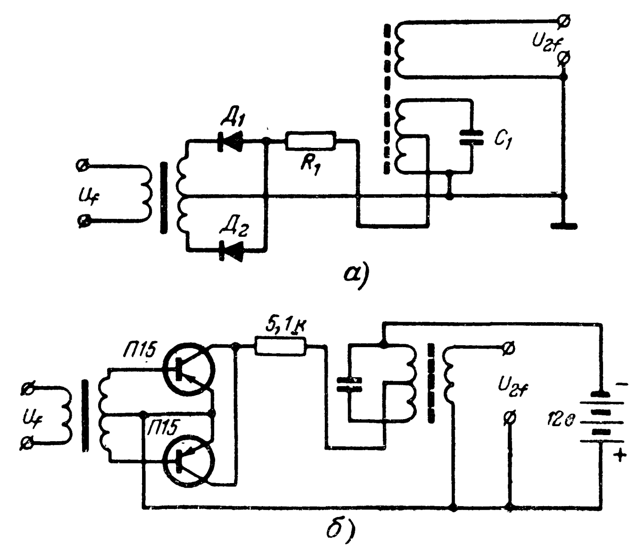


Рис. 40. Умножители частоты на два.
а — диодный вариант; *б* — транзисторный вариант.

мощность необходимой гармонической составляющей была максимальной.

На практике для умножения частоты синусоидального напряжения на нечетный коэффициент небольшой величины ($n=3$,

5, 7...) наиболее часто используется искажение его формы путем глубокого двустороннего ограничения.

Напряжения для получения четных гармоник формируются, как правило, либо путем двухполупериодного выпрямления синусоиды (рис. 40,*а*), либо путем глубокого двустороннего ограничения с последующим изменением скважности ξ (т. е. отношения длительности импульса τ к периоду следования T) до величины, определяемой равенством

$$\xi = \frac{1}{2n},$$

где n — коэффициент умножения частоты.

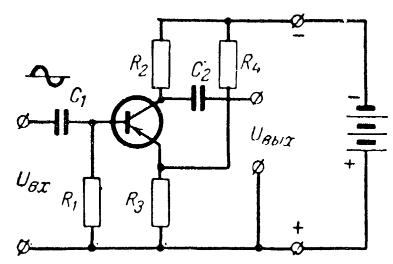


Рис. 41. Преобразователь формы напряжения.

Ограничение синусоидального напряжения можно осуществить в транзисторном каскаде усиления с апериодической нагрузкой (рис. 41). Необходимая скважность импульсов получается выбором соответствующего запирающего смещения на эмиттере транзистора с помощью изменения величины сопротивления R_4.

Напряжение умножаемой частоты f после искажения его формы подается на избирательный элемент (одиночный колебательный контур или полосовой фильтр), настроенный на требуемую умноженную частоту nf. Добротность избирательного элемента должна быть достаточной для надлежащего подавления остальных гармонических составляющих умножаемого сигнала, часть из которых может превосходить по мощности выделяемую гармоническую составляющую.

С физической точки зрения процесс умножения частоты периодического сигнала заключается в следующем. Избирательный элемент, настроенный на частоту nf, периодически подвергается ударному возбуждению импульсами тока (или напряжения), следующими с меньшей частотой (в n раз), чем резонансная. В период между двумя возбуждающими импульсами в контуре существуют свободные затухающие колебания. Это обстоятельство приводит к двум нежелательным эффектам. Во-первых, при большом коэффициенте умножения частоты и относительно невысокой добротности избирательного элемента возникает паразитная амплитудная модуляция сигнала умноженной частоты. Ее происхождение обусловлено затуханием амплитуды в промежутках времени между двумя соседними импульсами возбуждения. Это явление тем заметнее, чем больше периодов колебания укладывается в интервале времени между импульсами возбуждения и чем больше декремент затухания избирательного элемента (чем хуже его добротность).

Во-вторых, если частота резонанса избирательного элемента несколько отличается от значения nf_1, то процесс собственных затухающих колебаний умножителя частоты приходит к моменту появления очередного импульса возбуждения не в нулевой фазе. В результате этого при переходе системы от состояния собственных колебаний к состоянию вынужденных колебаний происходит так

называемый «разрыв фазы» — мгновенное изменение фазы напряжения или тока. Последнее является крайне нежелательным, поскольку приводит к паразитной фазовой модуляции формируемого напряжения, практически неустранимой в последующих звеньях аппаратуры.

Эффект «разрыва фазы» тем ощутимее, чем больше расстройка избирательного элемента по отношению к умноженной частоте сигнала и чем больше коэффициент умножения.

Паразитная фазовая модуляция уменьшается, если в качестве избирательных элементов умножителя частоты вместо одиночных колебательных контуров применяются связанные контуры и полосовые фильтры.

Последнее должно быть обязательным в случае умножения частоты сигнала, модулированного по частоте при небольшой относительной девиации.

Вообще же умножение частоты частотно-модулированного сигнала — довольно сложная практическая задача, так как при ее реализации умножается не только средняя частота спектра ЧМ сигнала, но и ширина самого спектра в соответствии с соотношением

$$(f\pm\Delta f)n=nf\pm n\Delta f,$$

иллюстрируемым диаграммой на рис. 42.

Коэффициент умножения сигнала, реализуемый в одном каскаде, должен быть таким, чтобы эффективные полосы выделяемой

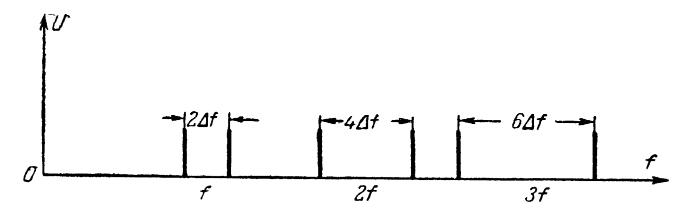


Рис. 42. Диаграмма, иллюстрирующая эффект умножения частоты ЧМ-сигнала.

гармоники сигнала и соседних с ней гармоник не только не перекрывались, но и чтобы между их соседними крайними частотами оставался достаточный интервал для расфильтровки. Это требование удовлетворяется при условии

$$n\leqslant\frac{f_{\text{ср}}}{2\Delta f}-\frac{1}{2}, \qquad (42)$$

где $f_{\text{ср}}$ — средняя частота спектра умножаемого сигнала;
$2\Delta f$ — ширина эффективной полосы спектра умножаемого сигнала.

В качестве избирательных элементов умножителей частоты ЧМ-сигнала должны применяться полосовые фильтры с достаточно хорошими характеристиками затухания в полосе непрозрачности.

На рис. 43 приведена в качестве примера схема умножителя частоты ЧМ-сигнала, имеющего эффективную ширину полосы спектра 220 *гц* в интервале частот 2 780—3 000 *гц*. Коэффициент умножения равен 7. Предварительное искажение формы входного напряжения осуществляется двухтактным ограничителем на транзисторах, а функцию избирательного элемента выполняет двухконтурный полосовой фильтр. Катушки индуктивности контуров намотаны

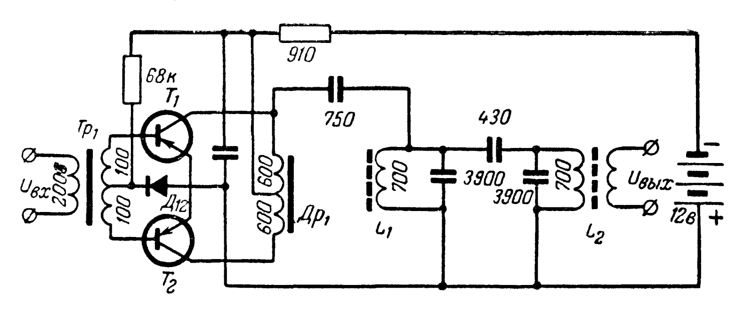


Рис. 43. Схема умножителя частоты ЧМ-сигнала на 7.

на тороидальных альсиферовых сердечниках типа ВЧК-22 размерами 15×10×7. Частота настройки контуров — 20 230 *гц*. Трансформатор $Тр_1$ и дроссель $Др_1$ выполнены на тороидальных ферритовых сердечниках марки Ф-2000 с внешним диаметром 17 *мм*. Намоточные данные указаны на схеме.

20. Делители частоты

Делители частоты по принципу их действия можно разбить на три основные группы: синхронные, регенеративные и импульсные.

Синхронный делитель, наиболее простой в схемном отношении, представляет по существу своему автогенератор, работающий на «поделенной» частоте (т. е. в требуемое число раз меньшей, чем подлежащая делению) и синхронизируемый сигналом делимой частоты. Максимальный коэффициент деления *n*, который может быть получен от одного каскада синхронного делителя, не превышает, как правило, 10.

Значительный недостаток синхронных делителей частоты заключается в отсутствии в их выходном сигнале явно выраженной информации о правильности работы самого делителя. Дело в том, что при случайном исчезновении синхронизирующего напряжения или при самопроизвольном изменении коэффициента деления, вызванном изменениями параметров генератора, сигнал на выходе делителя продолжает существовать, не соответствуя уже заданному значению частоты. Обнаружить же возникшую неисправность сразу не удается, так как качественного изменения параметров сигнала при этом не происходит.

Регенеративные и импульсные делители лишены этого недостатка: при исчезновении входного сигнала они полностью прекращают

работу, а самопроизвольное изменение коэффициента деления в них практически невозможно.

Принцип работы регенеративного делителя частоты показан на рис. 44. Сущность его заключается в следующем.

Сигнал (U_{nf}), частота которого должна быть поделена, поступает на один из входов преобразователя частоты. Если предположить, что делитель при этом работает, то на его выходе должно иметься напряжение поделенной частоты U_f, которое, во-первых, используется по назначению, а, во-вторых, после умножения частоты

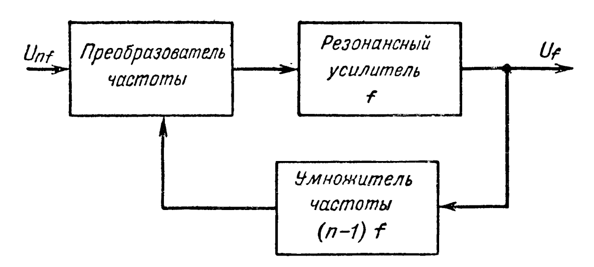


Рис. 44. Блок-схема регенеративного делителя частоты.

на коэффициент (n—1) по кольцу обратной связи поступает на второй ход преобразователя. Взаимодействие в преобразователе двух напряжений с частотами nf и $(n—1)f$ приводит к образованию напряжения разностной частоты f, существование которой было предположено в начале рассуждения.

Если входной сигнал делителя частоты модулирован по одному из своих параметров, то усилитель и умножитель, входящие в состав схемы, должны содержать полосовые фильтры с шириной полосы, меньшей ширины эффективного спектра входного сигнала, соответственно в n и $\frac{n}{n—1}$ раз.

Для устойчивой работы регенеративного делителя частоты должны обеспечиваться обязательные для автоколебательных систем условия баланса амплитуд и баланса фаз. Первое условие выполняется в случае, если коэффициент усиления усилителя превосходит коэффициент затухания преобразователя, вычисленный по отношению к напряжению частоты $(n—1)f$.

Условие баланса фаз на низких частотах осуществляется практически соответствующим включением концов одной из обмоток в любой точке кольца обратной связи.

Так называемый «мягкий режим самовозбуждения» регенеративного делителя, приводящий при появлении входного сигнала к самопроизвольному его возбуждению от воздействия внутренних шумов элементов схемы, получают путем выбора такого варианта умножителя, который соответствовал бы своему назначению при самых малых уровнях входного сигнала, соизмеримых с уровнем шумов на выходе резонансного усилителя.

Таким свойством обладает, например, делитель частоты, схема которого приведена на рис. 45. Его коэффициент деления равен 5. Преобразователь частоты выполнен по кольцевой схеме на транс-

форматорах Tp_1 и Tp_2. Нагрузкой резонансного усилителя, выполненного на транзисторе T_1, служит колебательный контур L_1C_3, настроенный на поделенную частоту f. Отвод от контура выполнен с таким расчетом, чтобы эквивалентное сопротивление контура в точках его подключения к транзистору T_1 составляло величину порядка 5 *ком*. Число витков каждого плеча обмотки связи в 3—4 раза меньше числа витков той части катушки L_1, которая включена в коллекторную цепь транзистора T_1.

На транзисторах T_2, T_3 и T_4, T_5 выполнены двухполупериодные усилители-умножители частоты. Коэффициент умножения каждого

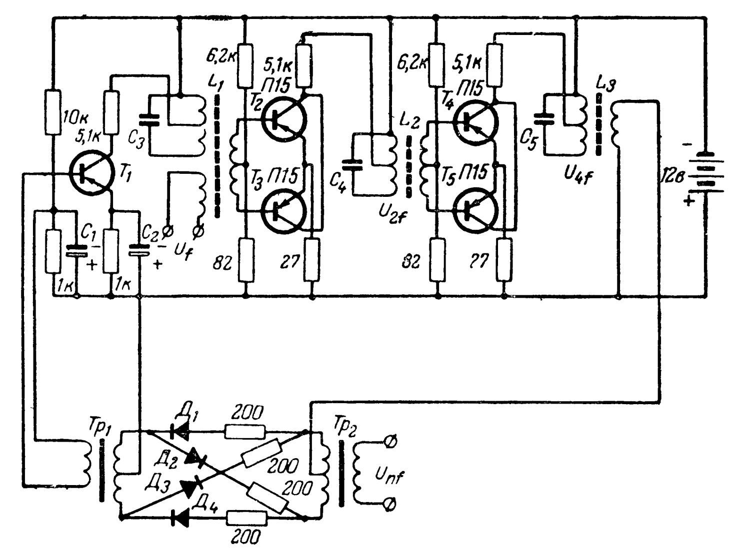


Рис. 45. Схема регенеративного делителя частоты на 5.

из них равен 2. В соответствии с этим включенные в их коллекторные цепи колебательные контуры настроены на частоты $2f$ и $4f$. Намоточные данные этих контуров определяют аналогично данным контура L_1C_3.

Трансформаторы Tp_1 и Tp_2 рассчитаны на работу в диапазонах частот соответственно f и nf.

Характерная особенность регенеративных делителей частоты с коэффициентом деления $n=2$ заключается в отсутствии в их схеме умножителя частоты. Это обстоятельство ведет к заметному упрощению схемы делителя, вариант которой показан на рис. 46. При делении на 2 обязательно использование балансного преобразователя, так как проникновение напряжения обратной связи на вход транзистора приведет к самовозбуждению усилителя на собственной частоте резонансного контура.

Импульсные делители частоты выполняются либо как пересчетные устройства, состоящие из последовательной цепочки транзисторных триггеров, либо в виде сдвигающих регистров с транс-

форматорами, сердечники которых обладают прямоугольной петлей гистерезиса. Последние находят более широкое применение.

Сущность работы магнитных элементов с прямоугольной петлей гистерезиса подробно изложена во многих литературных источниках, поэтому здесь будет рассмотрено лишь частное их применение для деления частоты.

Обладая двумя устойчивыми состояниями остаточной намагниченности, которые в дальнейшем будут условно называться «единицей» и «нулем», магнитные элементы, включенные определенным образом в последовательную цепь, способны под воздействием так-

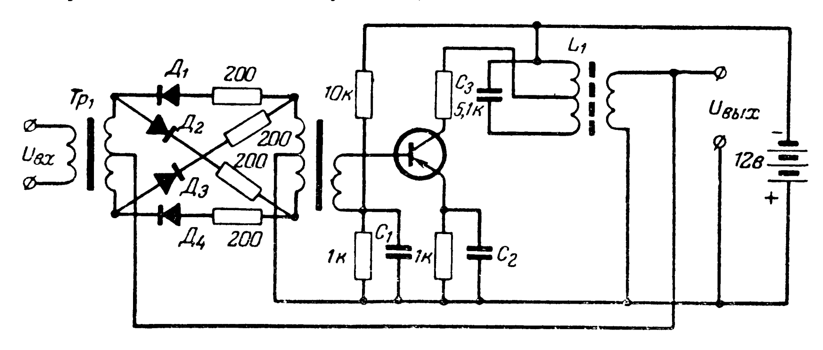


Рис. 46. Регенеративный делитель частоты на 2.

товых импульсов перемещать вдоль этой цепи (из одного ее звена в другое) состояние, инвертированное по сравнению с остальными звеньями. Эта мысль поясняется логическими схемами, изображенными на рис. 47.

Генератор тактовых импульсов, управляющий действиями всех элементов цепи, стремится перевести каждый из магнитных элементов в состояние 0. Это стремление не отражается на тех элементах, которые уже находятся в «нулевом» состоянии. Если же по какой-то причине один из элементов (или несколько) окажется в противоположном («единичном») магнитном состоянии, то ближайший же по времени возникновения тактовый импульс возвратит этот элемент в нулевое состояние. Однако схема строится таким образом, что переход любого элемента из единичного состояния в нулевое сопрождается записью «единицы» в соседний с ним элемент, иными словами, «единица» перемещается на одно звено вправо. Таким образом, «единичное» магнитное состояние с каждым тактовым импульсом перемещается пока не дойдет до последнего ее элемента. После этого при поступлении очередного тактового импульса единичное состояние последнего элемента исчезает.

Из этого рассуждения следуют три вывода.

Во-первых, на каждом отдельном элементе «единичное» состояние бывает во столько раз реже, чем на всех элементах вместе взятых, во сколько раз общее число элементов больше единицы. В этом, собственно говоря, и заключается способность рассматриваемого устройства делить частоту.

Во-вторых, выполняя функции делителя чатоты, цепь магнитных элементов должна содержать устройство, которое вписывало бы

«единицу» в первый элемент после того, как она списалась с последнего.

В-третьих, перезапись «единичного» состояния из одного элемента в другой должна быть разнесена по времени с тактовыми импульсами, т. е. должна происходить не одновременно с последними. Три варианта практических схем такого рода изображены на рис. 48, 49 и 50.

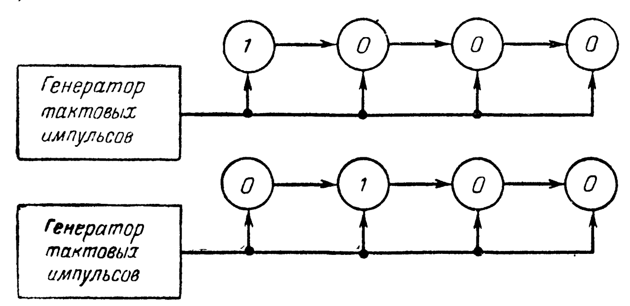


Рис. 47. Логические схемы сдвигающего регистра на магнитных элементах с прямоугольной петлей гистерезиса.

Первый из них называется феррит-диодным, однотактным. В нем транзистор T_1 формирует из синусоидального входного напряжения остроконечные импульсы длительностью 5—10 *мксек*, сле-

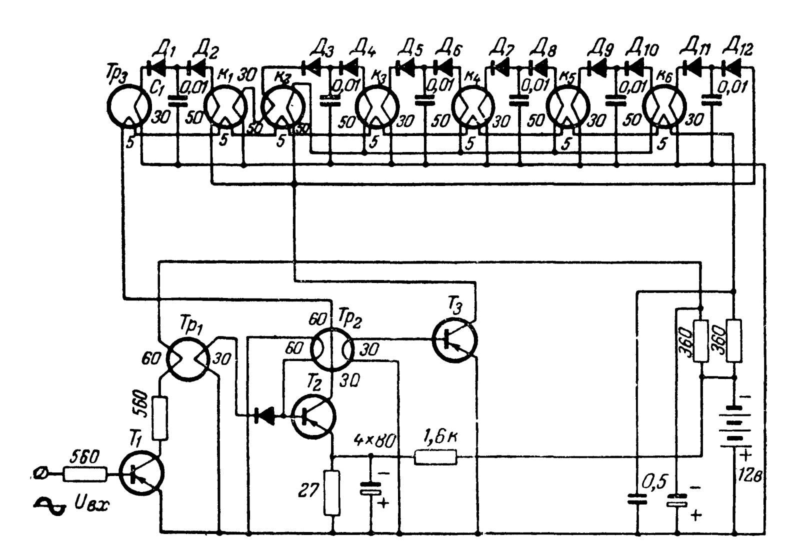


Рис. 48. Феррит-диодный однотактный делитель частоты на 5.

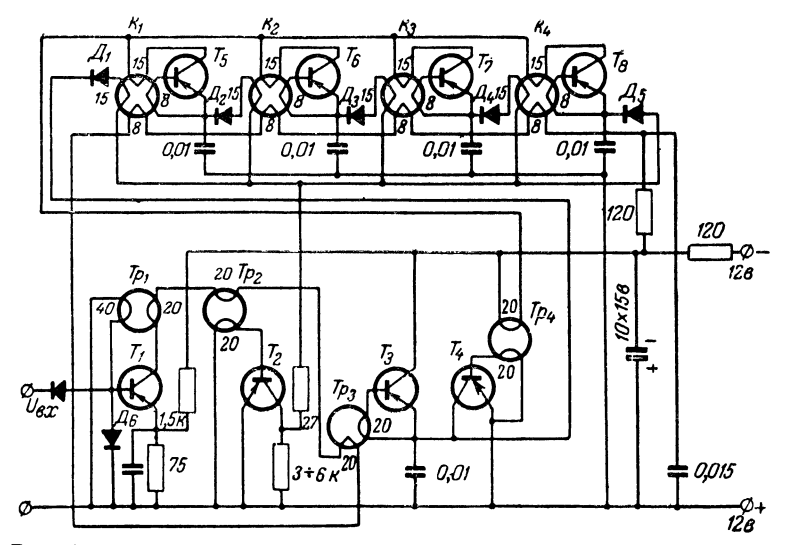


Рис. 49. Феррит-транзисторный однотактный делитель частоты на 5.

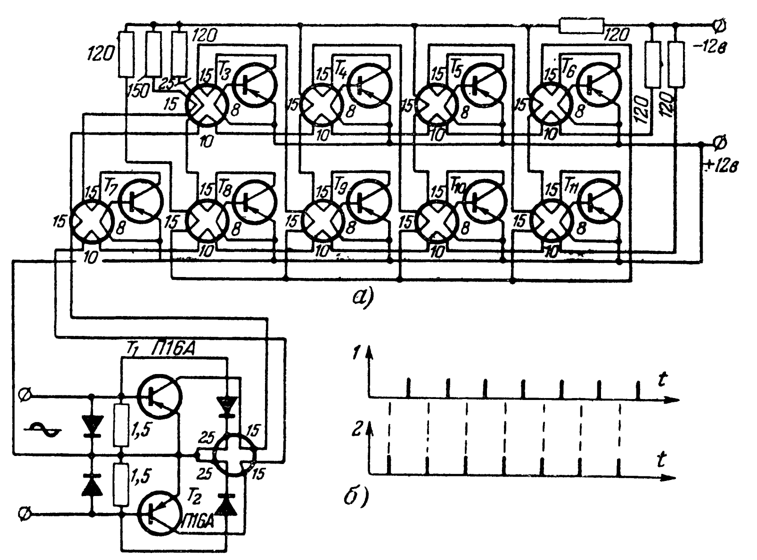


Рис. 50. Феррит-транзисторный двухтактный делитель частоты на 5.
а — схема делителя; *б* — временна́я диаграмма формирования тактовых импульсов.

дующие с частотой входного синхронизирующего сигнала. Блокинг-генератор на транзисторе T_2 вырабатывает тактовые импульсы длительностью 2—5 *мксек* и силой тока порядка 0,5 *а*. Транзистор

T_3 — ключевой. Он отпирается выбросом напряжения, индуктируемым задним фронтом тактового импульса. Таким образом, ключевой транзистор представляет собой замкнутый контакт в течение небольшого отрезка времени по окончании тактового импульса. Этим осуществляется разнос по времени операций записи и списывания «единицы».

Трансформатор $Тр_3$, намотанный аналогично трансформаторам $Тр_1$ и $Тр_2$ на 7-миллиметровом сердечнике из феррита Ф-2000, вместе с элементом сдвигающего регистра, выполнен на двух сердечниках K_1 и K_2, представляет собой устройство автоматической записи «единицы» в регистр после того, как она списывается с последнего элемента. Работает это устройство следующим образом. Импульс напряжения, индуктированный на выходной обмотке трансформатора $Тр_3$ в процессе каждого такта и накапливаемый на конденсаторе C_1, осуществляет при каждом отпирании ключа T_3 запись «единицы» в элемент K_1. При наличии «единицы» в одном из сердечников K_3—K_5 в момент ее перезаписи на соседний сердечник справа происходит одновременная запись «единицы» и на сердечник K_2. Таким образом, если в сердечниках K_3—K_5 имеется «единица», то к моменту очередного такта оба сердечника K_1 и K_2 окажутся в «единичном» состоянии. Выходные обмотки этих сердечников включены встречно по индуктируемому в них напряжению, в результате чего при списывании с них «единиц» импульс на выходных обмотках отсутствует и записи новой единицы в сердечник K_3 не происходит.

После того как очередная «единица» списалась с последнего сердечника регистра K_5, к моменту появления тактового импульса «единица» окажется только в одном из сердечников K_1 и K_2 (именно в K_1, перезаписанная с трансформатора $Тр_3$). По этой причине очередной тактовый импульс перемагнитит только один сердечник K_1, и индуктированный на его выходной обмотке импульс запишет «единичное» состояние в сердечник K_3.

Рассмотренный делитель частоты устойчиво работает до частоты делимого сигнала порядка 10—15 *кгц*. Максимальный коэффициент деления, равный количеству элементов с прямоугольной петлей гистерезиса в сдвигающем регистре, достигает 50.

На рис. 49 изображен транзисторный аналог рассмотренного делителя частоты. Благодаря наличию в каждой его ячейке усилительного элемента максимальная частота устойчивой работы этого делителя более, чем на порядок, выше максимальной частоты ранее рассмотренного.

Третий вариант схемы делителя (рис. 50,*а*), называемый двухтактным феррит-транзисторным, имеет еще более высокую граничную частоту (до 500 *кгц*).

В нем разнесение моментов записи и считывания информации осуществлено благодаря двухтактному способу формирования продвигающих импульсов. Все сердечники делителя, имеющие нечетные порядковые номера, перемагничиваются серией *1* тактовых импульсов, показанной на рис. 50,*б*. Сердечники же с четными порядковыми номерами подвергаются воздействию серии *2* тактовых импульсов, сдвинутой на полпериода относительно серии *1*. Минимальная частота работы всех рассмотренных вариантов импульсного деления частоты практически не ограничена, в чем и заключается их преимущество по сравнению с регенеративными делителями.

Импульсные делители обладают интересными возможностями повышения коэффициента деления при одинаковом числе элементов. Так, например, на 11 элементах с прямоугольной петлей гистерезиса можно выполнить делители частоты с коэффициентами деления $n = 11$, 18, 24, 28, 30 и выше до $n = 2^{11} - 1 = 2\,047$.

Первый из этих коэффициентов получается простейшим включением элементов в последовательную цепь; 2-й, 3-й, 4-й и 5-й коэффициенты могут быть получены в результате построения так называемой схемы некратных совпадений (рис. 51). Сущность ее заключается в применении двух или больше сдвигающих регистров, коэффициенты деления которых не кратны между собой. Выходы этих сдвигающих регистров суммируются на логическом элементе типа «И», формирующем выходной сигнал только при одновременном поступлении импульсов на каждый из его входов. Так как периоды обращения «единиц» в каждом из регистров оказываются взаимно-некратными, совпадение «единичных» состояний в любой паре сердечников этих регистров происходит через количество тактов, равное произведению коэффициентов деления (в рассматриваемом примере при 11 элементах $n_1 = 2 \times 9$, $n_2 = 3 \times 8$, $n_3 = 4 \times 7$, $n_4 = 5 \times 6$).

Наибольшим возможным коэффициентом деления обладают так называемые рекуррентные импульсные делители частоты, которые представляют собой обычные сдвигающие регистры, охваченные простейшей логической обратной связью. Благодаря воздействию обратной связи по ним перемещается не одна-единственная «единица», как в рассмотренных выше случаях, а серия «единиц», изме-

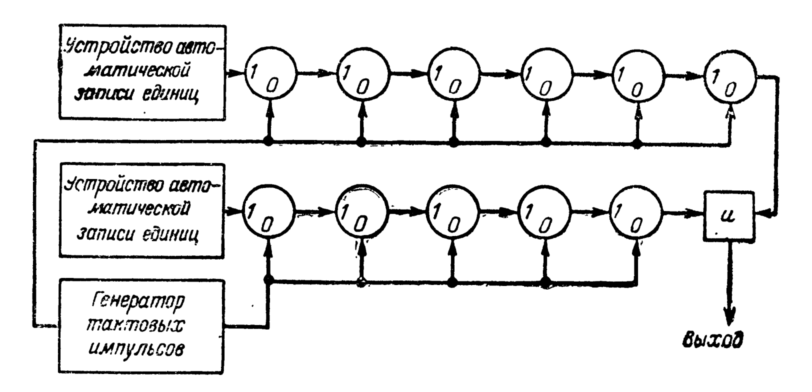


Рис. 51. Блок-схема делителя частоты по методу некратных совпадений.

няющаяся как по количественному составу, так и по взаимному их расположению относительно элементов регистра.

В оптимальном случае выполнения обратной связи полный рекуррентный цикл такого делителя состоит из всевозможного набора комбинаций «единиц» и «нулей», общее количество которых в каждой комбинации равно числу элементов K сдвигающего регистра. Соответствующее этому случаю количество разнообразных

комбинаций в полном цикле определяет коэффициент деления n, равный

$$n=2^k-1$$

(отсутствует единственная комбинация «все нули»).

Отсчет полного цикла рекуррентного регистра ведется определением моментов повторения какой-либо одной из наиболее простых комбинаций (например, «все единицы»). Состав полного цикла комбинаций определяется перечнем чисел, записанных в двоичной системе исчисления и имеющих столько разрядов, сколько ячеек содержит рекуррентный регистр (K). Так, например, если в сдвигающем регистре, имеющем пять ячеек, в первой слева из них записана «единица», а все остальные находятся в нулевом состоянии, то число, изображающее данную комбинацию магнитных состояний сердечников регистра, может быть изображено в двоичной системе следующим образом:

1 0 0 0 0,

что в пересчете на десятичную систему исчисления соответствует числу 16.

Следует отметить, что в общем случае перенабор комбинаций в рекуррентном цикле не соответствует последовательности отсчета чисел натурального ряда в двоичной системе исчисления. Этот перенабор при его числовой интерпретации носит хаотический (шумовой) характер.

Покажем это на конкретном примере. Допустим, что элемент логической обратной связи рекуррентного делителя частоты, содержащего пять ячеек, действует по принципу: «отрицание равнозначности состояний второй и пятой ячейки». Эта формулировка означает: «если во второй и пятой ячейке регистра имеются равнозначные магнитные состояния, то выходной сигнал логического элемента равен нулю, если же магнитные состояния этих ячеек отличаются, то на выходе логического элемента появляется импульс, который записывается в виде «единицы» в первую ячейку регистра». Простейшее электрическое устройство, действующее в соответствии с приведенной логикой, представляет собой трансформатор, изображенный на рис. 52.

На его вход *2* относительно общей низкопотенциальной шины поступает отрицательный импульс со второй ячейки сдвигающего регистра в тот момент, когда она переходит из «единичного» состояния в «нулевое». На вход *5* подается отрицательный импульс с ячейки *5* при аналогичных условиях. Так как при наличии «единицы» в обеих ячейках *2* и *5* сдвигающего регистра импульсы на их выходных обмотках индуктируются одновременно в момент общего такта, то их противофазное воздействие на трансформатор логического элемента не приведет к появлению на его выходе ответного импульса. Перемагничивание же только одной из ячеек *2*

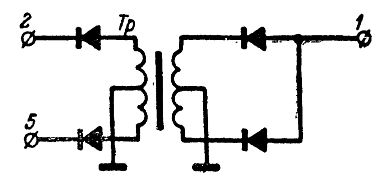


Рис. 52. Схема логического элемента «отрицание равнозначности».

или *5* сопровождается формированием импульса на выходной обмотке логического элемента и записью «единицы» в первый сердечник сдвигающего регистра.

Логическая схема рекуррентного делителя частоты, соответствующего рассматриваемому варианту построения элемента его обратной связи, приведена на рис. 53.

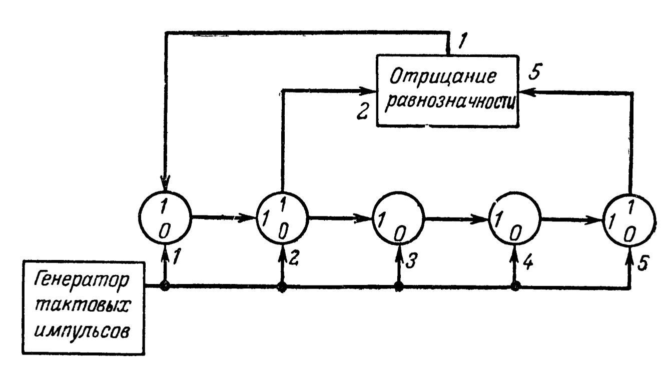


Рис. 53. Блок схема рекуррентного делителя частоты.

Для выявления последовательности чередования комбинаций в его полном цикле допустим, что начальная комбинация цикла соответствует единичному состоянию только первой ячейки регистра и записывается числом:

1) 1 0 0 0 0=16.

Ближайший же тактовый импульс, передвигающий «единицу» из первой ячейки во вторую, сформирует комбинацию:

2) 0 1 0 0 0=8.

Следующий тактовый импульс, производя перезапись «единицы» со второй ячейки в третью, осуществит одновременно запись «единицы» через логический элемент «отрицание равнозначности» на первую ячейку регистра, сформировав комбинацию:

3) 1 0 1 0 0=20.

Очередной тактовый импульс сдвинет обе «единицы» в комбинации *3* на один шаг вправо:

4) 0 1 0 1 0=10.

Четвертым тактом обе «единицы» комбинации *4* сдвинутся еще на один шаг вправо, и, кроме того, произойдет запись новой «единицы» в сердечник K_1 под влиянием выходного импульса сердечника *2*, перешедшего в «нулевое» состояние:

5) 1 0 1 0 1=21.

Пятый тактовый импульс переместит «единицы» из первого и третьего сердечника регистра на один шаг вправо, спишет «едини-

цу» с пятого сердечника и, как следствие последней операции, запишет единицу в первый сердечник:

6) 1 1 0 1 0=26.

Шестой тактовый импульс сместит все три «единицы» на один шаг вправо и запишет новую «единицу» в первый сердечник, поскольку в процессе этого действия со второго сердечника списывалась «единица»:

7) 1 1 1 0 1=29.

В результате воздействия седьмого тактового импульса первые три единицы предыдущей комбинации сместятся на один шаг вправо, последняя «единица» спишется вообще, а новой единицы в первом сердечнике не возникнет, так как при этом перемагничивались из «единичного» состояния в «нулевое» оба сердечника (второй и пятый), взаимодействующие в логическом элементе «отрицание равнозначности»:

8) 0 1 1 1 0=14.

Руководствуясь изложенной методикой, можно найти полную последовательность чередования комбинаций в цикле. Комбинации записываются числами в следующем порядке: 23, 27, 13, 6, 3, 17, 24, 28, 30, 31, 15, 7, 19, 25, 12, 22, 11, 5, 18, 9, 4, 2, 1.

Следующая комбинация цикла будет совпадать с исходной. Если в состав рекуррентного регистра сдвига ввести устройство, реагирующее только на одну из комбинаций цикла, то по его выходному сигналу можно отсчитывать частоту появления этой комбинации, в $n=2^k-1$ раз меньшую частоты следования тактовых импульсов. На этом, собственно говоря, и строится принцип рекуррентного деления. Для того чтобы при включении источника питания делитель начинал работать самостоятельно, его схема должна содержать устройство автоматической записи «единицы» в одну из ячеек регистра. Если необходимо, чтобы делитель имел коэффициент деления n_1, меньший, чем $n=2^k-1$, то устройство делителя, отсчитывающее цикл, следует выполнить реагирующим на комбинацию, порядковый номер которой в приведенной последовательности на единицу меньше заданного коэффициента деления n_1, и это устройство, кроме всего прочего, должно «стирать» в момент срабатывания все «единицы» в регистре делителя.

В заключение следует отметить, что операция составления цикловых последовательностей рекуррентных делителей частоты не поддается простому обобщенному аналитическому описанию, поэтому ее приходится производить методами частных логических сопоставлений, один из которых использован выше.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. С. Цыкин, Трансформаторы низкой частоты, Связьиздат, 1955.

2. В. А. Дубовик, Аппаратура тонального телеграфирования, Связьиздат, 1949.

3. В. А. Дубовик, С. И. Выгодский, Е. В. Базилевич, Г. А. Емельянов, Частотное телеграфирование, Связьиздат, 1962.

4. Авт. свид. № 112122.

5. Авт. свид. № 140271.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 24 коп.